NUMERO **1**

LIRE 350

REGISTRATORE A NASTRO MAGNETICO A TRE VELOCITA' - Mod. RT-75

Questo registratore è provvisto di comando che permette la selezione di tre velocità. Quella di 19 cm/sec. è raccomandata per la più elevata qualità di riproduzione (30 - 12.000 Hz), quella di 9,5 cm/sec. è ideale per usi generali (risposta da 30 a 7.500 Hz). La velocità di 4,85 cm/sec. permette di registrare sulla stessa bobina un maggior numero di informazioni con una ragionevole fedeltà (50 - 4.500 Hz). A questa velocità è possibile registrare fino ad una durata di 6 ore con inversione del nastro su una bobina di 600 mt.

Il sistema di trascinamento del nastro è semplicissimo, e permette l'impiego di bobine fino al diametro di 21 cm.

Il complesso viene fornito completo di microfono, di un rullo di 180 metri di nastro, una bobina vuota del diametro di 75 mm. e di manuale di istruzioni, il tutto contenuto nella custodia. L'apparato è provvisto di lampadina pilota, lampada indicatrice di registrazione ed indicatore del livello di registrazione, del tipo al neon.

CARATTERISTICHE

POTENZA DI USCITA . . 3,5 W

POTENZA ASSORBITA . . 100 W - 110-120 Volt - 50 Hz.

RISPOSTA DI FREQUENZA 30-12.000 Hz. alla velocità di 19 cm/sec.

INGRESSI . . . . 2 per microfono ad alta impedenza ed uno per radioricevitore, giradischi o televisore.

USCITE . . . . Uscita per altoparlante esterno a 3,2 ohm. Uscita ad alta impedenza per alimentazione di amplificatore esterno (in tale caso viene escluso lo stadio finale). Disponibile pure un'uscita a 500 ohm.

COMANDI . . . . Selettore di velocità a 4 posizioni; comando di registrazione a pulsante con blocco di sicurezza contro le cancellazioni accidentali; controllo di tono e riavvolgimento rapido (2,55 m/sec.); controllo di volume ed avanzamento rapido (2 m/sec.); comando di avanzamento ed arresto.

TUBI IMPIEGATI . . . . . 12AY7 - 6C4 - 6V6 - 6X5.

NASTRO . . . . A doppia pista, largh. 6,35 mm.

MOTORE . . . . Asincrono a velocità costante.

ALTOPARLANTE . . . . . Ellittico 225 × 150 mm.

INGOMBRO E PESO . . . 410 × 380 × 230 mm. = peso 16,5 Kg.

Rappresentanti esclusivi per l'Italia:

L.A.R.I.R. **Soc. r. l.** - PIAZZA 5 GIORNATE, 1 - **MILANO** - TELEFONI N. 795.762/3

SM 7137

RADIO

SM 7037

TV

SM 1707

SIEMENS
SOCIETÀ PER AZIONI
MILANO

SP

Superiorità di un prodotto

I TUBI CATODICI per TV prodotti dalla Iter nel suo modernissimo stabilimento di Napoli su licenza della

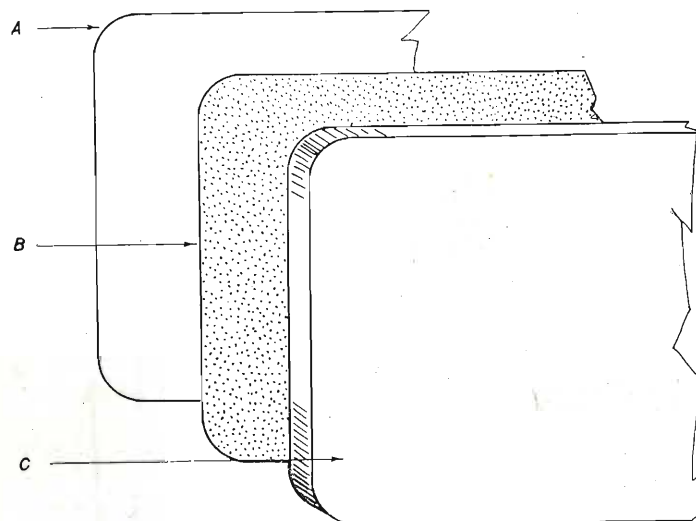
ALLEN B. DU MONT LABORATORIES, INC.

NEW YORK

sono ***incontestabilmente i migliori*** *sia in campo internazionale che nazionale.*

A) Metallizzazione posteriore (alluminio a spessore infinitesimo) con speciale processo ad alta specularità

B) Strato fluorescente a luce intensiva depositato sulla faccia interna del tubo con speciale processo "antihalo"

C) Faccia del tubo in vetro filtrante a colorazione ottica selettiva assorbente le radiazioni nocive.

Ecco come è costituito il nuovo schermo ***"Poliscreen"*** *del tubo catodico Iter - Licenza Allen B. Du Mont che in unione alla particolare ottica elettronica compensata del* ***"gun"*** *conferisce all'immagine TV eccezionali doti di nitidezza, contrasto, morbidezza, di toni e luminosità.*

Richiedere informazioni e condizioni di fornitura a:

Iter - INDUSTRIE TECNICO ELETTRONICHE RIUNITE

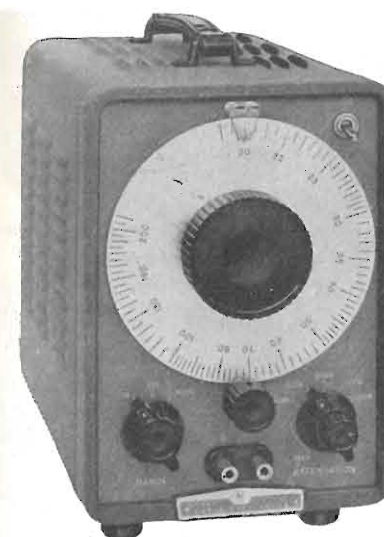
STABILIMENTO DI NAPOLI - QUADRIVIO DI AGNANO - TELEF. 87-522

HEWLETT - PACKARD Co.

PALO ALTO, CALIFORNIA (U.S.A.)

3 NUOVI OSCILLATORI!

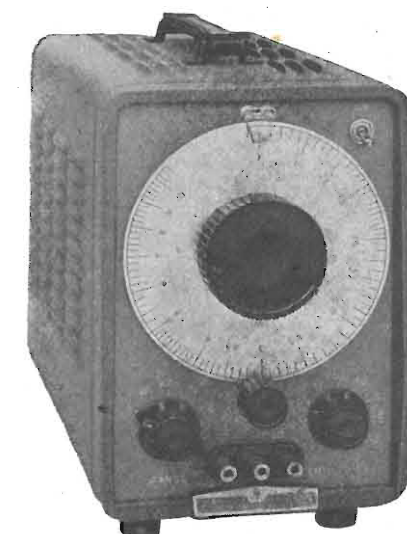
Mod. 200-J: da 6 Hz. a 6 kHz. - Per interpolazioni, misure di frequenza, ecc. Per tutte le misure ove occorrono frequenze esattamente note.

- **Distorsione:** inferiore a 0,5 %. **Precisione di taratura:** ± 1 %.
- **Stabilità di frequenza:** ± 2 % o 0,2 Hz.
- **6 Sottogamme di frequenza;** lunghezza effettiva della scala 200 cm.
- **Risposta di frequenza:** ± 1 db. in tutto il campo.
- **Uscita:** 160 mW o 10 V. su 600 ohm, 20 V. a circuito aperto.
- **Tensione di rumore:** inferiore a 0,1 % della tensione di uscita.

Mod. 201-C: da 20 Hz. a 20 kHz. - Per misure su amplificatori, altoparlanti per confronti di frequenza, per altre misure « Alta Fedeltà ».

- **Distorsione:** inferiore a 0,5 % sopra i 50 Hz.
- **Stabilità di frequenza:** ± 2 % o 0,2 Hz.
- **Precisione di taratura:** ± 1 %.
- **Risposta di frequenza:** ± 1 db. in tutto il campo.
- **Uscita:** 3 Watt o 42,5 V. su 600 ohm.
- **Attenuatore di uscita:** regolazione da 0 a 40 db.; fornisce inoltre impedenza fissa 600 ohm oppure bassa impedenza.

Mod. 202-C: da 1 Hz. a 100 kHz. - Eccellente forma d'onda per misure sub-soniche, audio e supersoniche.

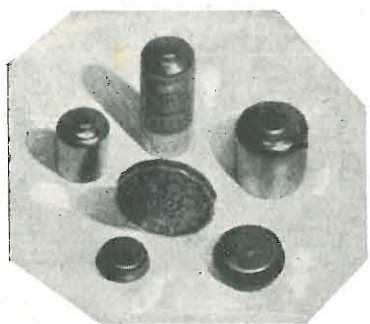
- **Distorsione:** inferiore a 0.5 %. **Tensione di rumore:** inferiore a 0,1 %.
- **Tempo di recupero:** molto breve (5 sec. a 1 Hz.).
- **Risposta in frequenza:** ± 1 db. in tutto il campo.
- **Uscita:** 160 mW o 10 V su 600 ohm, 20 V a circuito aperto.

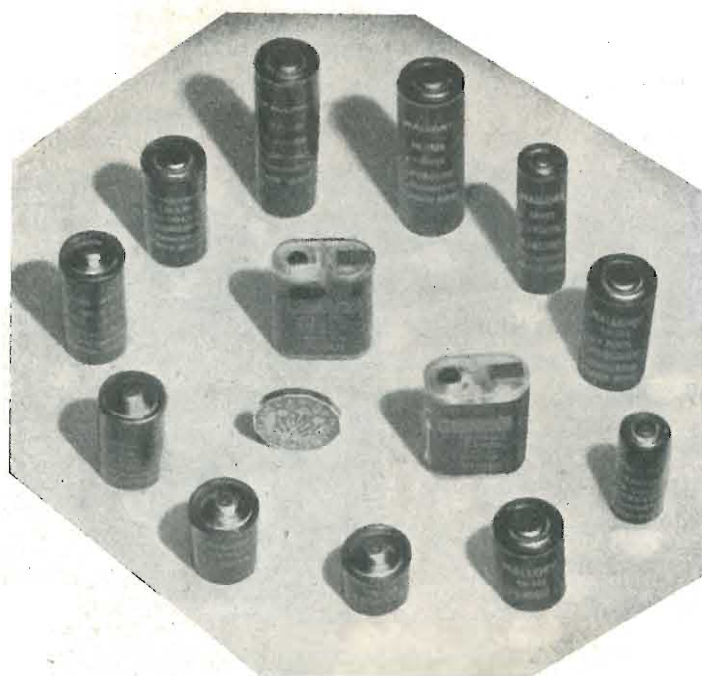
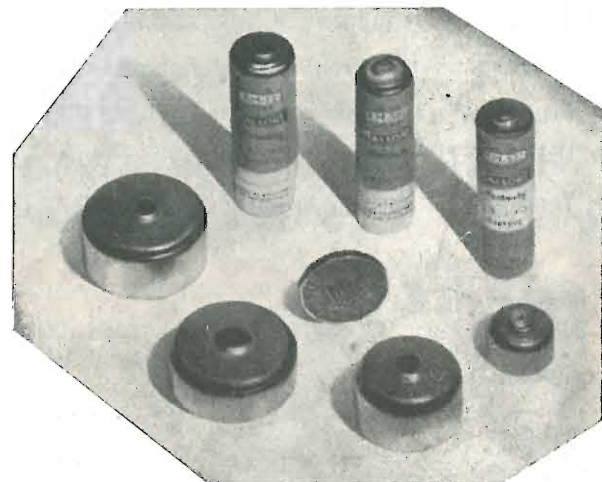
La "HP" COSTRUISCE OSCILLATORI PER OGNI ESIGENZA da 0,008 Hz. a 10 MHz.

STRUMENTI DI MISURA DI PRECISIONE PER TELEFONIA, RADIO, TV

Agente esclusivo per l'Italia:

Dott. Ing. M. VIANELLO

Via L. Anelli, 13 - MILANO - Tel. 55.30.81

MALLORY BATTERIES LTD.

PILE al MERCURIO

"MALLORY"

per

OTOFONI

e per

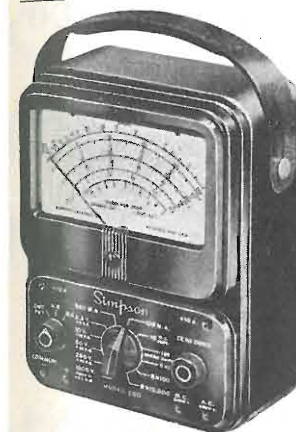
MODERNI APPARATI ELETTRONICI PORTATILI

delle più spinte caratteristiche elettriche e dimensionali

CESA ELETTRONICA **ROMA** - VIA TEVERE, 20 Telefoni 846.592 - 865.722

SIMPSON

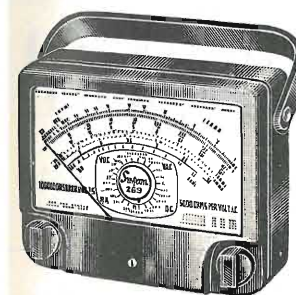
ELECTRIC COMPANY (U. S. A.)

STRUMENTI CHE MANTENGONO LA TARATURA

260

IL TESTER DI PRECISIONE PIU' POPOLARE NEL MONDO

29 PORTATE

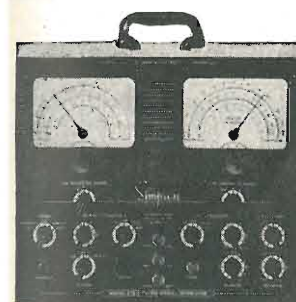
volt - ohm - milliampere

1.000 ohm per volt c.a.
20.000 ohm per volt c.c.
Si può fornire 1 probe per 25.000 volt c.c. e 1 probe per 50.000 volt c.c.

Volt - ohm - milliampere

MOD. 269

100.000 ohm V c.c.

33 PORTATE

il più sensibile tester attualmente esistente scala a grande lunghezza 155 mm.

MOD. 479

GENERATORE DI SEGNALI TV-FM

comprende 1 generatore Marker con cristallo di taratura, 1 generatore FM

Preciso, robusto, pratico, maneggievole

ALTRI STRUMENTI SIMPSON

Nuovo Mod. 498 A e 498 D Misuratore d'intensità di campo - usabile in città o campagna - funzionamento con batteria o in corrente alternata.

Mod. 1000 Provavalvole a conduttanza di placca con possibilità di rapide prove con letture in ohm per le dispersioni e i corti circuiti.

Mod. 480 Genescope è uguale al generatore Mod. 479 però è completo di oscilloscopio da 3".

Nuovo Mod. 458 Oscilloscopio a 7" - ideale per il servizio TV a colori ed a bianconero.

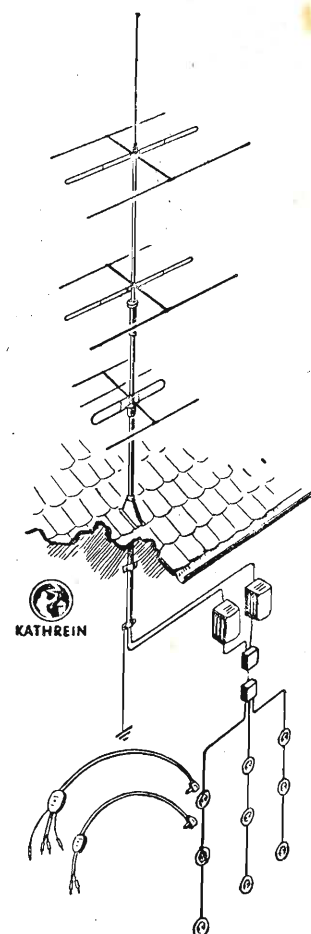
Mod. 303 Voltmetro elettronico - strumento universale per misure in c.c. in c.a. r.f. ed ohm.

Mod. 262 Volt - ohm - milliamperometro - scala a grande lunghezza - 20.000 Ω/V in c.c. e 5000 Ω/V in c.a.

Agente esclusivo per l' Italia:

Dott. Ing. MARIO VIANELLO

Via L. Anelli, 13 - MILANO - Tel. 553.081

Antenne TV-MF

la più vecchia e la più grande fabbrica europea 30 anni di esperienza

Rappresentante generale:

Ing. OSCAR ROJE

VIA TORQUATO TASSO, 7 - **MILANO** - TEL. 432.241 - 462.319

Amplifono R3V

Valigia fonografica

con complesso a 3 velocità

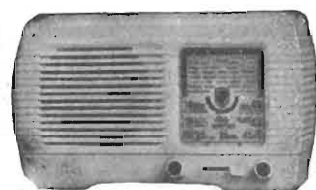
NUOVA FARO

MILANO - Via Canova, 35 - Tel. 91619

AZIENDA LICENZE INDUSTRIALI

FABBRICA APPARECCHI E MATERIALI RADIO TELEVISIVI

ANSALDO LORENZ INVICTUS

MILANO - VIA LECCO, 16 - TEL. 221.816 - 276.307 - 223.567

Ansaldino

SERIE MINIATURA 6TV

Apparecchio Super 5 valvole 2 campi d'onde medie e corte, forte e perfetta ricezione, mobiletto bachelite color avorio.

Quotazione speciale ai RIVENDITORI.

A modulazione 7 Valvole **L. 18.000**

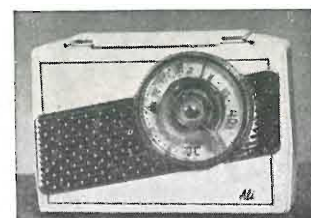
Analizzatori tascabili con capacimetro in 2 portate

10.000 ohm/Volt L. **7.500**

20.000 ohm/Volt L. **10.000**

con astuccio L. 700 in più

Richiedete listino con tutti i dati tecnici

Sconti speciali per grossisti

"ALI,, C.C.A.

Apparecchio portatile 5 valvole, onde medie con alimentazione C.C. e C.A. - autotrasformatore universale incorporato con dispositivo speciale automatico che inserendo la corrente alternata stacca la continua, ricezione perfetta, mobiletto elegantissimo.

Dimensioni 21 x 14 x 6. - Ai Rivenditori L. 13.000

PROVAVALVOLE 10.000 Ohm x Volt con zoccoli di tutti i tipi compreso i Noval TV **Lire 30.000**

ANTENNE TELEVISIVE • CAVI ED ACCESSORI PER IMPIANTI ANTENNE TV • STRUMENTI DI MISURA E CONTROLLO RADIO E TV • VALVOLE E RICAMBI RADIO E TV

Saldatore rapido istantaneo - voltaggio universale - L. 1.300

LE ANTENNE **TELEPOWER**

AD ALTA DIRETTIVITÀ

SONO

INSUPERABILI

NELLE ZONE

A CAMPO

DEBOLE

TIPI ***YAGI***

a 7, 9 e 11

ELEMENTI

con guadagno

sino a 20 dB

IMPEDENZA

300 OHM

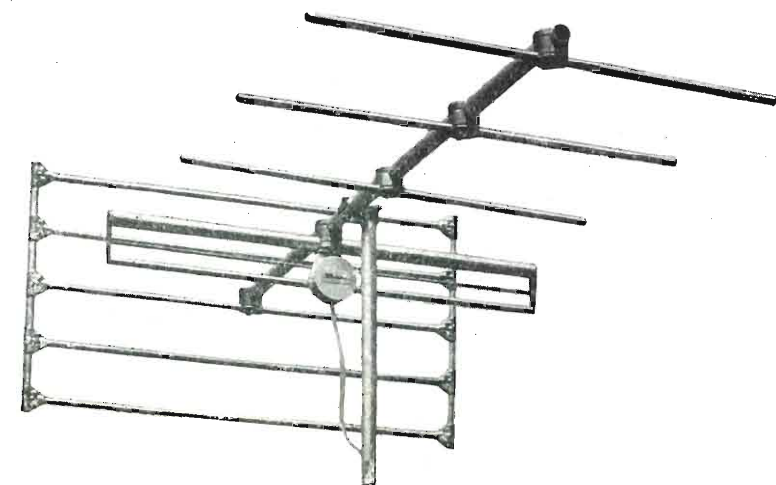
TELEPOWER L'ANTENNA DELL'INTENDITORE

TIPI NORMALI

PROVVISTI DI RIFLETTORE

A CORTINA PER L'ELIMINAZIONE

DI ONDE RIFLESSE

IMPEDENZA 300 OHM e 75 OHM

TELEPOWER S.p.A. **Milano** VIA S. MARTINO, 16 - TELEF. 357.553

1

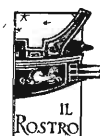
GENNAIO 1957

XXIX ANNO DI PUBBLICAZIONE

Proprietà . . . . . . **EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.**
Gerente . . . . **Alfonso Giovene**

Consulente tecnico . . . **dott. ing. Alessandro Banfi**

Direttore responsabile . . **dott. ing. Leonardo Bramanti**

IL ROSTRO

Direzione, Redazione, Amministrazione e Uffici Pubblicitari
VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70-29-08 / 79-82-30
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica **« l'antenna »** e la sezione **« televisione »** si pubblicano mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa **L. 350**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 2500 più 50** (2 % imposta generale sull'entrata); estero **L. 5000 più 100.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50,** anche in francobolli.

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

televisione

pag.

Editoriale

Televisione

Circuiti

Tecnica applicata

Rubriche fisse

Autodisciplina del Telespettatore

OGGI parleremo del "fenomeno" del telespettatore italiano. Fenomeno che ha preso aspetti diversi a seconda delle varie regioni italiane servite dalla TV.
E' diffuso in America un detto popolare: "La TV è il cinema dei poveri".
Tale detto ha trovato una formidabile conferma in Italia, paese notoriamente povero, ove il pubblico si è gettato a capofitto sulla TV, disertando in modo preoccupante le sale cinematografiche. Le quali hanno reagito installando dei... televisori a proiezione per ammannire al pubblico i programmi TV più interessanti. Un fenomeno del genere non si è verificato in nessun altro Paese del mondo servito dalla TV. E' sempre in aderenza allo "slogan" succitato, nell'Italia meridionale la TV si è grandemente diffusa nei locali pubblici: caffè, bar, latterie ecc. hanno gareggiato nell'installare televisori al servizio ed attrazione dei propri clienti.
Tale fenomeno ha invece preso proporzioni molto minori nell'Italia settentrionale ove la TV ha assunto un carattere più individuale e domestico.
Ed a quest'ultimo proposito è interessante notare come, nelle regioni ove la TV funziona già da qualche tempo, lo spettacolo televisivo domestico ha provocato sensibili mutamenti nelle abitudini di vita dei componenti il nucleo familiare. Lentamente, insensibilmente un numero grandissimo di persone si è venuto appassionando ed abituando allo spettacolo televisivo serale, rendendosene schiavo al punto di rinunciare a qualsiasi altra forma di divertimento o svago.
E' doveroso riconoscere che tali nuove abitudini sono state favorite dall'evidente sensazione di comodità, riposo e benessere che ognuno prova assistendo in piena libertà di abbigliamento, dalla poltrona di casa propria, allo spettacolo televisivo. Il sottile ma potente influsso della comodità e della piacevole pigrizia è un indubbio grande alleato della TV. E giacchè siamo sul tema della ricezione TV domestica, non sarà inopportuno considerarne alcune tipiche caratteristiche anche perchè fra i nostri lettori vi sono molti neo-telespettatori delle zone solo recentemente raggiunte dal servizio TV.
Anzitutto un primo dilemma che si presenta all'acquirente di un televisore è la grandezza dello schermo: 17 pollici o 21 pollici?
A prescindere dal fatto economico, la grandezza dello schermo del televisore è essenzialmente funzione delle dimensioni dell'ambiente ove viene installato. Se la sala è relativamente piccola ed il numero degli spettatori abituali è di 2 o 3 persone, uno schermo di 17 pollici sarà più che sufficiente, anzi decisamente consigliabile.
Occorre tener presente che la grandezza dello schermo, l'angolo visuale e la distanza d'osservazione sono tre fattori inscindibili che intervengono a disciplinare tale questione. La grandezza apparente ad un osservatore di uno schermo di 17 pollici ad un metro e mezzo di distanza è la stessa di quello di uno schermo di 21 pollici a poco più di 2 metri di distanza.
Se si considera inoltre che le citate distanze di osservazione da uno schermo televisivo sono le minime imposte da una visione nitida e non affaticante la vista, è facile convincersi che un televisore da 21 pollici (o da 24 pollici) sarà più adatto e consigliabile in un ambiente di relativamente grandi dimensioni, con 5 o 6 spettatori abituali.
Anzi a proposito di affaticamento visivo occorrerà rammentare alcune norme essenziali:
Anzitutto evitare di avvicinarsi allo schermo ad una distanza inferiore a quelle sopracitate (1,50 m per il 17 pollici e 2 m per il 21 pollici);
Non spingere troppo la luminosità dell'immagine: i bianchi troppo intensi incominciano a sfarfallare (flicker) e ciò affatica notevolmente l'occhio;
Non fare il buio totale nella sala ove è collocato il televisore, bensì mantenervi

(il testo segue a pag. 36)

Il Riflettore Jonosferico

È uno studio sul riflettore jonosferico, concepito come una sfera, o parte di essa, concentrica ad un altra non trasparente. Estendendo lo studio a sfere eccentriche si giungerebbe a soluzioni di carattere generale, ma ben più complesse. Lo studio presente si riduce a un esame delle leggi della riflessione, applicate a uno specchio sferico, estese però oltre al caso noto dell'ottica elementare, di soggetto e di immagine allineate sull'asse ottico dello specchio; e ad una rappresentazione grafica della distribuzione del campo riflesso lungo la superficie terrestre.

ing. Otton Czeczot

CONCLUDENDO un nostro articolo precedente (1), abbia moaccenato come uno strato jonizzato presente nell'atmosfera, può contribuire con la sua forma sferica, oltre che col grado sufficientemente alto della propria jonizzazione, all'efficienza dei collegamenti a grandi distanze, in particolare di quelli TV.

Nel presente studio si vuole sottoporre ad un'analisi elementare il fenomeno di propagazione delle onde elettromagnetiche spaziali, soggette a riflessioni da parte di una superficie sferica, sovrastante a quella terrestre.

A tale scopo si prende in esame un sistema ideale, costituito da due superfici sferiche concentriche. La sfera esterna che corrisponderà allo strato jonizzato, avrà la superficie interna riflettente, mentre la sfera interna, che corrisponderà alla superficie terrestre, potrà essere riflettente o no, secondo il caso. Nello spazio compreso entro queste due, mentre la sfera interna, che corriéponderà alla superficie interna riflettente, mentre la sfera interna, che corrispon- in vicinanza alla sfera interna, verrà supposta l'esistenza di una fonte puntiforme di radiazione, e sarà esaminata la propagazione di quest'ultima, senza riguardo alle perdite alle quali in realtà sarebbe soggetta.

Il nostro studio si ridurrà quindi all'esame delle leggi della riflessione, applicate ad uno specchio sferico, estese però oltre al caso noto dalla ottica elementare, quando l'oggetto e la sua imagine sono allineati su l'asse ottico dello specchio. Successivamente si tenterà di esprimere analiticamente e graficamente la distribuzione del campo riflesso, lungo la superficie sferica interna, corrispondente a quella terrestre.

Ricordiamo che le leggi della riflessione sono due: la prima enuncia che l'angolo di incidenza è uguale all'angolo di riflessione, la seconda dice che il raggio riflesso giace nel piano determinato dal raggio incidente e dalla normale corrispondente. Passiamo ora alla fig. 1.

1. - LA FORMULA.

Sia SS una superficie sferica, dal centro O, e sia N un determinato punto di essa, compreso entro una sua parte riflettente. Sia inoltre A un punto irradiante che manda un fascio di cui la sezione, nel piano determinato dal triangolo ONA, forma un angolo α. La posizione del punto A sarà sufficientemente definita dall'angolo tra il raggio AN e la normale ON, cioè dall'angolo d'incidenza $\widehat{ANO} = \varphi$, nonchè dalla lunghezza dello stesso raggio $AN = a$. Il fascio, irradiato dal punto A, incontra la superficie SS in due punti N e M, i quali sono visti dal centro O sotto l'angolo $NOM = \varrho$. Ammettiamo che i raggi AN e AM, dopo una riflessione conforme alle leggi d'ottica, s'incontrano nel punto B, distante dal punto di riflessione N, di: $NB = b$.

Per definire gli angoli d'incidenza e di riflessione relativi ai raggi AM e MB rispetto alla normale MO, si tracciano dal punto M due parallele:

$$MO' \;//\; NO \text{ e } MA' \;//\; NA$$

Approffitando dall'uguaglianza degli angoli alterni interni che vengono a formarsi, si dimostra facilmente che:

$$\sphericalangle AMO = \sphericalangle OMB = \varphi + \alpha - \varrho$$

Prendiamo nota che questi angoli tendono verso φ qualora α e ϱ tendono ad annullarsi.

Si passa ora all'esame dei triangoli ANP e BMP; essi hanno angoli esterni (intorno al vertice P) uguali, quindi possiamo scrivere la seguente equazione, riguardante le somme degli angoli non adiacenti

$$\alpha + 2\varphi = \beta + 2\,(\varphi + \alpha - \varrho)$$

Ne deriva:

$$\alpha + \beta = 2\varrho \qquad [1]$$

Esaminiamo gli archi: NM, NL e MK; essi si calcolano dalle formule:

$$NM = R\varrho \qquad NL = a\alpha \qquad MK = b\beta$$

Determinando da queste formule i valori ϱ, α e β, e sostituendoli a quelli della [1], si avrà:

$$\frac{NL}{a} + \frac{MK}{b} = 2\,\frac{NM}{R} \qquad [2]$$

Al limite, quando il punto M tende verso N, gli angoli α, β e ϱ tendono verso zero, come pure gli archi NM, NL e MK, i quali inoltre tendono a formare due triangoli rettangoli uguali: MLN e MKN (fig. 2), rendendo valide le seguenti espressioni:

$$NL = NM\cos\varrho \qquad MK = NM\cos\varrho$$

le quali introdotte nella [2], daranno dopo elementari modifiche:

$$\frac{1}{a} + \frac{1}{b} = \frac{2}{R\cos\varphi} \qquad [3]$$

(1) O. CZECZOTT: La propagazione delle emissioni TV a grandi distanze, l'*Antenna*, aprile 1956, XXVIII, 4, pag. 160.

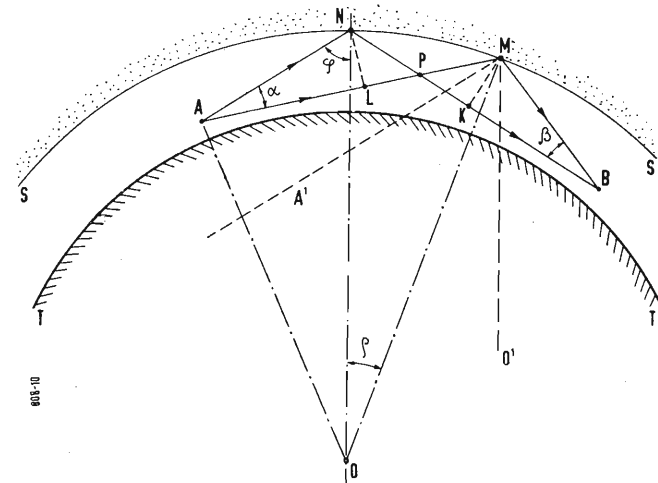



Fig. 1 - Incidenza obliqua di un fascio su un riflettore concavo.

2. - DISCUSSIONE.

Ponendo $\varphi = 0$, la formula [3] si trasforma in quella classica, corrispondente al caso quando il punto irradiante e la sua imagine sono allineati sull'asse dello specchio. L'imagine di un punto fuori asse, si forma su una retta simmetrica (rispetto all'asse dello specchio) a quella che contiene il punto irradiante e il centro dello specchio; le distanze a e b si calcolano come se si trattasse d'uno specchio con curvatura ridotta al valore: $R\cos\varphi$. L'apertura dello specchio s'intende piccola.

Analogamente, se per il caso classico la distanza focale è $R/2$, allora per l'illuminazione obliqua dello stesso specchio, la distanza focale equivale a: $f = R/2\,\cos\varphi$.

La formula [3] può essere trasformata in due formule seguenti:

$$a = \frac{1}{2}\left(1 + \frac{a}{b}\right) R\cos\varphi \qquad [4]$$

$$b = \frac{1}{2}\left(1 + \frac{b}{a}\right) R\cos\varphi \qquad [5]$$

Trattando φ da variabile indipendente (argomento), l'espressione $R\cos\varphi$ potrà essere rappresentata graficamente come un raggio vettore di origine N (fig. 3) e di cui la punta descrive, al variare di φ, una circonferenza dal diametro $NO = R$.

Ponendo valori fissi al rapporto $a{:}b$ (oppure al rapporto $b{:}a$), l'espressione: $\frac{1}{2}\left(1 + \frac{a}{b}\right)$ nella formula [4] (oppure analoga espressione della [5] assume il carattere di un coefficiente per il quale si moltiplica il raggio vettore $R\cos\varphi$, ottenendo raggi vettori nuovi, tutti di origine N e di cui le punte, al variare di φ, descrivono circonferenze di diametri corrispondenti ai rapporti $a{:}b$ prescelti, ma tutte tangenti tra loro nel punto N. Le formule [4] e [5], per ogni valore del rapporto $a{:}b$ (oppure di $b{:}a$), determinano una coppia di circonferenze coniugate, dai diametri a e b. In particolare:

2.0.1. - Ponendo: $a = \infty$, si ottiene dalla [5] un valore particolare di b:

$$b = f = \frac{1}{2} R\cos\varphi$$

e la corrispondente circonferenza dal diametro $NF = \frac{R}{2}$, tangente nel punto N, potrebbe essere chiamata: «il circolo focale»; esso è il luogo geometrico delle imagini dei punti che possono trovarsi nelle varie direzioni all'infinito. E viceversa, i raggi che escono con piccoli angoli d'apertura da fonti collocate sul circolo focale, si trasformano dopo riflessione, in fasci di raggi paralleli (caso $b = \infty$ che con la [4] si risolve in $a = \frac{1}{2} R\cos\varphi$).

2.0.2. - Ponendo: $a = b$, la formule [4] e [5] danno soluzioni identiche:

$$a = b = R\cos\varphi$$

cioè la circonferenza tangente in N, di cui il diametro è uguale ad un intero R, essendo il luogo geometrico dei punti per i quali $a = b$, è coniugata a se stessa: potremo chiamarla «il ircolo equidistanziale» oppure «il circolo doppio focale» e mentre un punto irradiante si trova su di esso, la sua imagine si forma sullo stesso circolo, nel punto speculare rispetto al diametro ON. Chiamando il raggio vettore relativo al circolo equidistanziale con a_M, l'intero percorso dal punto irradiante alla sua imagine sarà (in linea spezzata) $2a_M$.

2.0.3. - Ponendo: $a < \frac{1}{2} R\cos\varphi$, ma sempre positivo, compreso cioè entro il circolo focale, risulta dalla [3] che b è negativo. In questo caso, assegnando valori fissi, anche se negativi, al rapporto $b{:}a$ nella [5], si ottiene, come in precedenza, che b è proporzionale a $R\cos\varphi$, nel suo valore assoluto e, per ogni dato valore del rapporto $b{:}a$, potrà essere rappresentato graficamente come un circolo dal diametro:

$$\left|\,\frac{1}{2}\left(1 + \frac{b}{a}\right) R\,\right|$$

e tangente *esternamente* a SS nel solito punto N. Questo circolo è il luogo geometrico delle imagini illusorie dei punti irradianti che possono trovarsi sul circolo coniugato, defi-

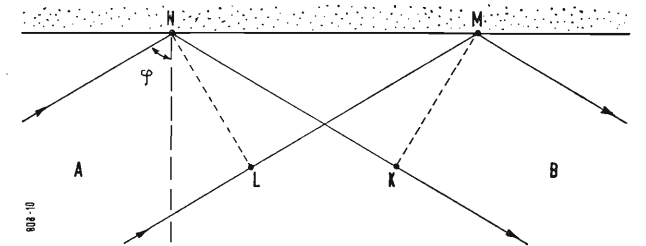



Fig. 2 - Incidenza obliqua di un fascio su un riflettore piano.

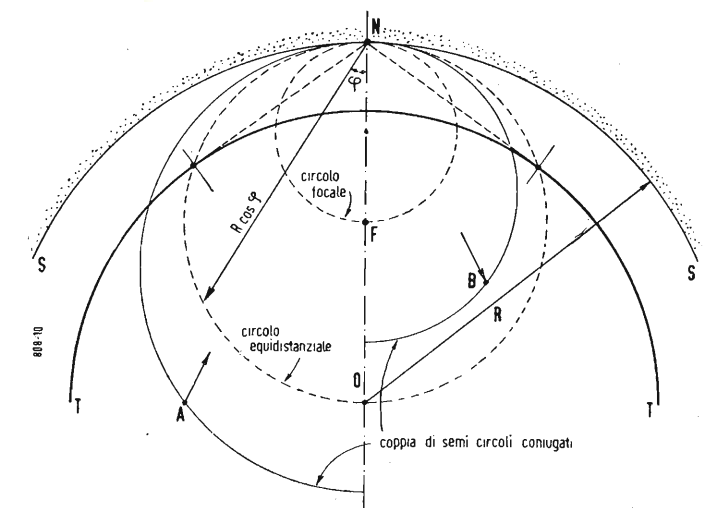



Fig. 3 - La superficie concava riflettente SS e i circoli focali ed equidistanziali, relativi ad uno dei suoi punti riflettenti N.

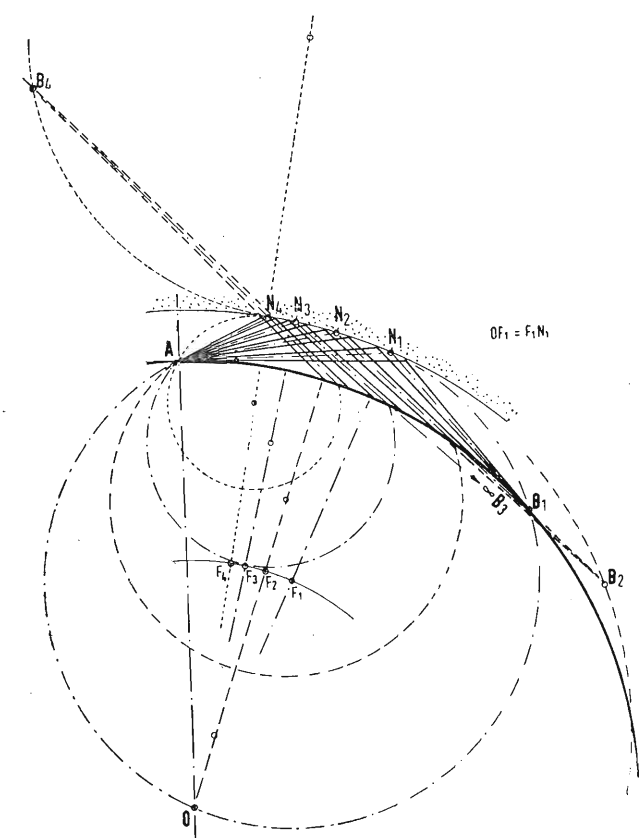



Fig. 3a - Come in fig. 3, più i circoli coniugati relativi ai punti N_3, N_1, N_2 e N_4.

nito dalla [4], tangente *internamente* a *SS* nel punto *N* e dal diametro:

$$\frac{1}{2}\left(1 + \frac{a}{b}\right) R$$

Dai tre casi sopra esaminati quello 2) è per noi d'importanza particolare. Infatti tracciando una qualsiasi circonferenza dal centro *O* e di raggio minore di *ON*, per esempio *TT* (fig. 3), esso incontrerà il circolo equidistanziale in due punti, nei quali le sue tangenti, per note ragioni geometriche, hanno la proprietà di incontrarsi proprio nel punto *N*, formando angoli uguali con la *ON*. Ciò significa che i due punti d'incontro non sono soltanto equidistanti dal punto riflettente *N*, ma anche estremi della massima portata realizzabile tramite riflettente *SS*, qualora il cerchio costruito *TT* venisse interpretato come sezione del globo terrestre. È evidente quindi che intorno ad ogni punto di una superficie sferica riflettente concentrica alla Terra, analogo al nostro punto *N*, esisterebbero condizioni necessarie per far convergere i raggi provenienti da qualsiasi punto dell'orizzonte rispettivo, nel punto opposto dello stesso, se il fenomeno non fosse influenzato contemporaneamente dalla rifrazione che si fa sentire negli strati più bassi dell'atmosfera, modificando alquanto gli estremi dell'intero percorso della radiazione.

Le formule [3], [4] e [5], ottenute analizzando le proprietà dei riflettori concavi, sono ugualmente valide per qualsiasi riflettore convesso, non escluso quello naturale, formato dalle acque marine ecc. Basta ammettere che il raggio *R* di curvatura d'un simile riflettore, è negativo e così pure le distanze *a* e *b*, qualora esse si riferiscono ai prolungamenti nell'interno del riflettore dei percorsi reali. Accenneremo senza entrare in particolari che un riflettore convesso è sempre divergente, il suo circolo focale, dal diametro uguale alla metà del raggio di curvatura del riflettore, è immaginario, perchè tangente *internamente* alla superficie riflettente. Anche il circolo equidistanziale è immaginario, tangente internamente e ha il doppio diametro del circolo precedente; esso riguarda l'eguaglianza delle distanze immaginarie dei punti di convergenza dei prolungamenti dei fasci reali.

3. - LA CONFIGURAZIONE SPAZIALE DEL FASCIO.

Tutto quanto abbiamo svolto finora, riguardava il piano definito dal punto irradiante e dalla normale nel punto d'incidenza del raggio (triangolo *ANO*); in vista delle nostre applicazioni pratiche, lo chiameremo: piano verticale, perchè comprendente il centro *O*. È in questo piano che il fascio si allarga allontanandosi dalla propria fonte, diventando convergente, parallelo o conservando il suo carattere divergente, pur quantitativamente minore. Per il comportamento del fascio dopo la riflessione, decisiva è, come lo sappiamo già, la posizione del punto irradiante rispetto al circolo focale relativo al punto d'incidenza preso in esame (N_1, N_2, N_3 o N_4, fig. 3*a*). Il fenomeno sarebbe analogo rispetto allo stesso punto d'incidenza *N*, se il punto irradiante uscisse dal piano primitivo *ANO*, per far parte di un nuovo piano, comprendente però la stessa normale *NO* di prima. Sarebbe giusto quindi, rispetto a qualsiasi punto riflettente invece dei circoli, parlare delle sfere focali e delle sfere equidistanziali, sempre tangenti tra loro e la sfera riflettente nel punto *N* d'incidenza esaminato. Rispetto al punto irradiante *A* invece, come sarà facile concludere dalle esposizioni che seguono, si può parlare dei toroidi focali, toroidi equidistanziali ed altri.

Passiamo per il centro *O* e per il punto irradiante *A*, un piano che con quello finora esaminato (*ANO*) formi un piccolo angolo diedro lungo l'asse *OA*. Di conseguenza se, per esempio, un determinato fascio, dopo avvenuta riflessione (oppure dopo una serie di riflessioni), diventerebbe parallelo all'asse *OA*, la sua larghezza (misura orizzontale) si manterrebbe uniforme. Per la stessa ragione un fascio di sezione quadrata o circolare, cambia la stessa dopo la prima riflessione in rettangolare o elittica, con il rapporto dei lati variabili lungo il percorso, degenerando la dove c'era da aspettarsi l'imagine del punto irradiante in un segmento (fig. 4), o precisamente in un arco — parte di una circonferenza di cui *OA* è l'asse.

Sia il nostro solito sistema composto da due sfere riflettenti: *SS* dal raggio *R* e *TT* dal raggio *r*, percorso da un fascio emesso dal punto *A* collocato alla superficie interna *TT*. Si ammette che la larghezza (misura orizzontale) del fascio nel punto N_1 della prima riflessione, ha un determinato valore. La larghezza del fascio nei punti delle riflessioni successive, nei confronti con quelli nel punto primo N_1, risulterà dai seguenti rapporti:

$$\frac{N_2 N_2'}{N_1 N_1'} = \frac{r \sin 2\,\psi}{R \sin\psi} = \frac{r}{R}\, 2 \cos\psi \qquad [6]$$

$$\frac{N_3 N_3'}{N_1 N_1'} = \frac{\sin 3\,\psi}{\sin\,\psi} = 4 \cos^2 \psi - 1 \qquad [7]$$

$$\frac{N_4 N_4'}{N_1 N_1'} = \frac{r \sin 4\psi}{R \sin\,\psi} = \frac{r}{R}\,(8 \cos^3 \psi - 4 \cos\psi) \qquad [8]$$

E così via.

In tutte queste formule l'angolo ψ non può superare: $\arccos \frac{r}{R}$, perchè la superficie *TT* non è trasparente.

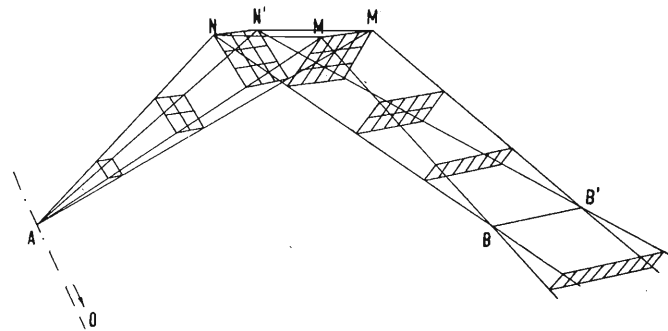



Fig. 4 - Configurazione spaziale di un fascio.

In altri termini, deve essere soddisfatta la disuguaglianza:

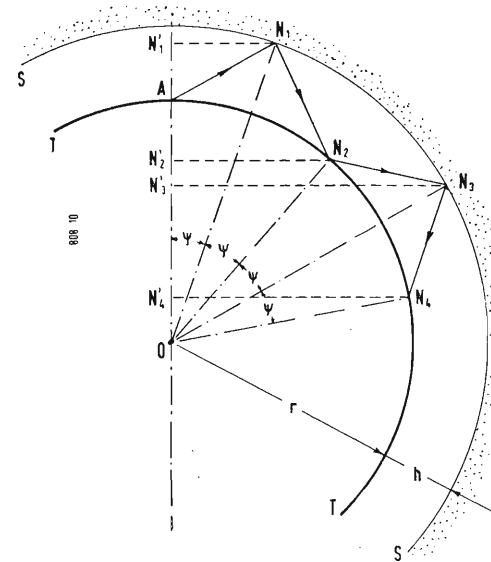
$$\frac{r}{R} \leqslant \cos\,\psi < 1 \qquad [9]$$

Soffermiamoci sulle conseguenze che derivano dalle [6] e [9]. Per piccoli angoli ψ e per piccole altezze $h = R - r$, l'espressione [6] è uguale a 2; vuol dire che il fascio nel punto N_2 è largo due volte quanto nel punto N_1. Quando invece ψ arriva al massimo consentito dalla [9], cioè al suo valore particolare: $\psi_M = \arccos \frac{r}{R}$, il rapporto [6] prende il suo minimo:

$$\left(\frac{N_2 N_2'}{N_1 N_1'}\right)_{min} = 2\left(\frac{r}{R}\right)^2$$

Calcoliamolo per alcuni valori pratici di *h*, e ponendo $r = 6364$ km.

h	90	110	130	300	400	km
$N_2 N_2' / N_1 N'_1$	2.0,972	2.0,966	2.0,960	2.0,912	2.0,885	

I tre primi valori di *h* corrispondono alle abituali altezze dello strato jonosferico *E* (con E_s), mentre i due ultimi — a quello F_2; dalla tabella risulta che la restrizione di un fascio riflesso una volta dallo strato *E*, non può superare 4 % e dello strato F_2 — 12 %. Combinando analogamente le formule [8] e [9], si potrebbe dimostrare che la restrizione della larghezza (orizzontale) del fascio dopo due salti non può superare 11 % in primo e 32 % nel secondo caso. La restrizione in oggetto ha una azione positiva sull'intensità di campo. Il valore definitivo di quest'ultima dipende dal comportamento dell'altezza della sezione trasversale del fascio, cioè della sua misura nel piano verticale.

4. - INTENSITÀ ENERGETICA DI CAMPO NEI PRESSI DEL PUNTO DI CONVERGENZA. CALCOLO SOMMARIO.

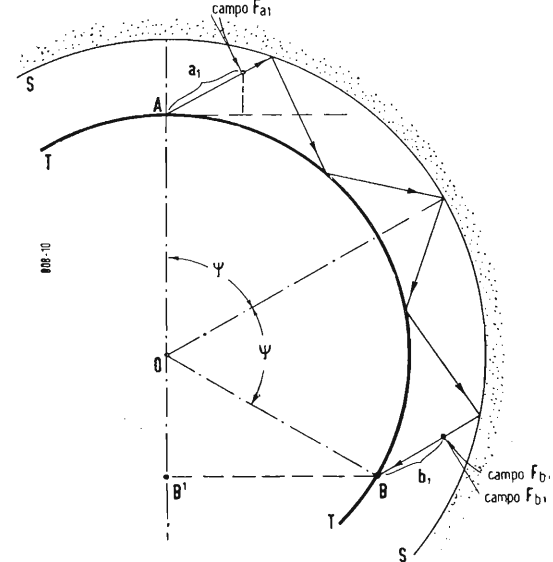
Per valutare l'intensità energetica di campo presente in un punto qualsiasi del percorso di un fascio, nei confronti con la stessa rilevata in un determinato punto antecedente alla prima riflessione e posto ad una distanza nota a_1, per esempio 100 km, dalla fonte della radiazione *A* (fig. 6), occorre conoscere i rapporti tra le larghezze e tra le altezze delle sezioni trasversali del fascio in questi due punti.

La larghezza del fascio, come si è detto, aumenta con la distanza dall'asse *AO*. Di conseguenza, colpendo o sfiorando la superficie *TT* in arrivo al punto *B* e dopo un percorso limitato dall'angolo 2ψ della portata, la larghezza del fascio l_B sarà proporzionale al prodotto $R \sin 2\psi$. Invece a distanza detta a_1 dalla fonte *A*, la larghezza l_{a1} del fascio sarà proporzionale alla proiezione di a_1 sul piano orizzontale relativo al punto *A*. Quando il fascio è poco inclinato rispetto all'orizzonte (come succede per portate grandi), questa proiezione differisce poco dalla distanza a_1 stessa.

Il rapporto tra le larghezze sarà quindi:

$$\frac{l_{a1}}{l_B} = \frac{a_1}{r \sin 2\psi} \qquad [10]$$

L'altezza della sezione trasversale del fascio, all'allontanarsi dalla fonte *A*, aumenta linearmente fino alla prima riflessione. Caratterizzando l'andamento divergente del fascio in partenza, con un angolo α, avremo in arrivo dello stesso fascio al punto *B*, analogamente a quanto in fig. 1, un angolo di convergenza β. Interessandosi alle intensità di campo che possono manifestarsi intorno al punto *B*, esamineremo soltanto il caso quando esso si forma alla superficie *TT*.

Senza entrare nella dimostrazione affermiamo che per il nostro sistema, ideato come due superfici riflettenti sferiche e concentriche, portate a numero di salti superiore ad uno e con fascio convergente in arrivo, possono realizzarsi soltanto per mezzo di successivi percorsi tangenti alla *TT*. Di conseguenza gli angoli di convergenza β e di divergenza α devono essere uguali e così pure le altezze delle sezioni del fascio a distanze pari da *A* e da *B*. A distanza dal punto *B* che chiameremo b_1, l'altezza della sezione h_{b1} risulterà dalla proporzione:

$$\frac{h_{a1}}{h_{b1}} = \frac{a_1}{b_1} \qquad [11]$$

Moltiplicando lato per lato le formule [10] e [11], e considerando che per distanze b_1 relativamente piccole, la larghezza del fascio nel punto *B*, differisce poco da quella a distanza b_1, cioè:

$$l_B \approx l_{b1}$$

e si ottiene:

$$\frac{l_{a1} \cdot h_{a1}}{l_{b1} \cdot h_{b1}} = \frac{a_1^2}{b_1\; r \sin 2\psi} \qquad [12]$$

Oppure, poichè le sezioni sono inversamente proporzionali

Fig. 5 -

Fig. 6 -

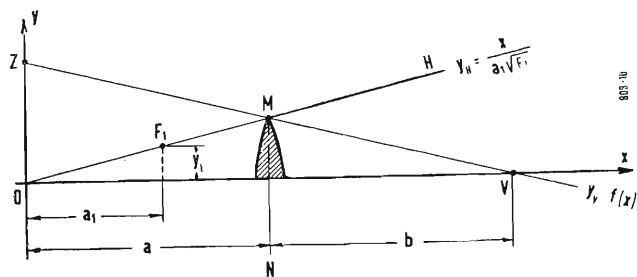



Fig. 7 -

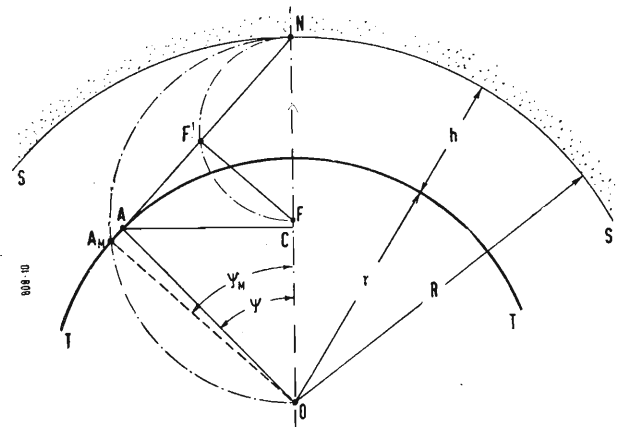



Fig. 8 - $NF' = f$; $NF = R/2$; $AN = a$; $A_M N = a_M$; $AC = r \sin \psi$; $OC = r \cos \psi$; $\cos \psi_M = r/R$.

alle intensità energetiche di campo, si può scrivere:

$$\frac{F_{b1}}{F_{a1}} = \frac{a_1^2}{b_1 \; r \; \sin \; 2\psi} \qquad [13]$$

Ponendo: $F_{b1} = F_{a1}$ si calcola b_1 interpretandola come la semilarghezza della zona (sferica) entro la quale l'intensità energetica potrebbe essere non inferiore a quella F_{a1} presente a distanza a_1 dalla fonte A.

$$b_1 = \frac{a_1^2}{r \; \sin \; 2 \; \psi} \qquad [14]$$

4.1. - Esempio.

Nel 1949 le emissioni TV di Londra sono state captate nei pressi di Cape-Town. La distanza angolare tra queste città è di 88° circa. La larghezza della zona entro la quale l'intensità di campo poteva superare quella a 100 km da Londra, risulta dalla [14]:

$$2 \, b_1 = \frac{2 \; a_1^2}{r \; \sin \; 2 \; \psi} = \frac{2 \; . \; 100^2}{6364 \; \sin \; 88^\circ} = 3{,}14 \; \text{km}$$

La zona poteva essere ancora più larga perchè l'intensità di campo a 100 km dall'emittitore si riferisce di solito a qualche fascio vicino alla terra e non a quello diretto verso la jonosfera che a quella distanza dall'emittente si trova già su altezza di alcuni km.

Condizioni di ricezione paragonabili a quelli a 300 km intorno all'emittente, potevano verificarsi in una zona 9 volte più larga, cioè 28 km.

5. - INTENSITÀ ENERGETICA DI CAMPO RIFLESSO. CALCOLO ANALITICO ENTRO IL PRIMO SALTO.

Dopo l'ultimo esempio, basato evidentemente su una serie di premesse semplificative, passiamo all'esame analitico del campo, creato alla superficie TT dalle riflessioni entro il primo salto, cioè a distanze angolari non superiori a:

$$2m = 2 \; \text{arc} \; \cos \; \frac{r}{R}$$

($A \; N_1 \; B$ fig. 3*a* e formula [9]).

Da base per il nostro esame servirà il grafico della fig. 7, ove su l'asse x sono riportate le distanze a e b, come se si trattasse delle distanze, relative ad una lente ottica, senza tener conto che in realtà esse non sono in linea. Questo modo di rappresentare l'andamento del fascio prima e dopo la riflessione, permetterà di definire facilmente le misure della sezione trasversale del fascio, in qualsiasi punto del suo percorso e quindi anche la relativa intensità di campo.

Le misure trasversali del fascio: la larghezza y_H e l'altezza y_V, sono rappresentate dalle ordinate dello stesso grafico. Si presume che in partenza, fino alla riflessione, il fascio è a sezione quadrata, le sue misure y_H e y_V si mantengono uguali e perciò entrambi sono raffigurate dal tratto ON della retta OH. Dopo la riflessione la misura orizzontale y_H, cioè la larghezza, continua ad allargarsi (tratto NH), mentre la misura della sezione del fascio nel piano verticale y_V, diminuisce per annullarsi alla distanza b dal punto di riflessione che in grafico della fig. 7 viene rappresentato dall'asse NM.

L'equazione della retta OH si trova in base a due premesse seguenti:

1) *Costanza del flusso energetico*:

$$E = F_x \; y_H \; y_V \qquad [15]$$

Oppure visto che abbiamo posto $y_H = y_V$:

$$E = F_x \; y_H^2 = F_1 \; y_1^2 \qquad [16]$$

ove: F_x – intensità a distanza x dalla fonte in W/m²,

F_1 – intensità a distanza unitaria a_1 dalla fonte in W/m²,

y_1 – larghezza e altezza della sezione del fascio a distanza unitaria a_1 .

2) *Rettilineità dei raggi*, dalla quale segue la proporzione

$$\frac{x}{a_1} = \frac{y_H}{y_1} \qquad [17]$$

In questo punto facciamo una piccola divagazione per osservare che dalle due ultime formule segue la successiva che riguarda l'intensità energetica di campo diretto (prima cioè della riflessione) in una sezione generica:

$$\frac{F_x}{F_1} = \left(\frac{a_1}{x}\right)^2 \qquad [18]$$

Tornando alle espressioni [15] e [16] in esse, per la soluzione del nostro problema, cioè per trovare la legge la quale cambia lungo la superficie TT, l'intensità energetica di campo dovuta alle riflessioni, non ci interessa nessun valore reale delle misure y_H , y_V , y_1 e siamo liberi a sceglierlo arbitrariamentesi, da rendere $E = 1$. Avremo allora:

prima della riflessione $y_H^2 = 1 \; / \; F_x$ [19]

e dopo la riflessione $y_H \; y_V = 1 \; / \; F_x$ [20]

Combinando tra loro le formule [18] e [19], si ricava la cercata equazione della retta OH:

$$y_H = \frac{x}{a_1 \; \sqrt{F_1}} \qquad [21]$$

L'equazio nedella retta ZV potrà essere trovata, se saranno definite le coordinate dei punti N e V (fig. 7).

Le coordinate del punto N: $\left(a, \; \frac{a}{a_1 \sqrt{F_1}}\right)$

Le distanze a e b sono legate tra loro dalle seguenti formule:

$$\frac{1}{a} + \frac{1}{b} = \frac{1}{f} \qquad b = \frac{a\,f}{a - f} \qquad a + b = \frac{a^2}{a - f}$$

Le coordinate del punto V: $\left(\frac{a^2}{a - f} \; , \; 0\right)$

Parametro angolare della ZV:

$$p_a = \frac{y_I - y_{II}}{x_I - x_{II}} = \frac{a}{a_1 \sqrt{F_1} \left(a - \frac{a^2}{a - f}\right)} = - \frac{(a - f)}{f a_1 \; \sqrt{F_1}}$$

Termine libero della ZV:

$t_l \leqslant = - p_a + y_{II}$; ma: $y_{II} = 0$, quindi:

$$t_l = \frac{(a - f)}{f a_1 \; \sqrt{F_1}} \; . \; \frac{a^2}{(a - f)} = \frac{a^2}{f a_1 \; \sqrt{F_1}}$$

L'equazione cercata della retta ZV:

$$y_V = \frac{- (a - f) \; x + a^2}{f a_1 \; \sqrt{F_1}} \qquad [22]$$

Combinando le formule [19] e [21], si ottiene l'espressione per l'intensità energetica di campo in una sezione generica dopo riflessione:

$$F_x = \frac{1}{y_H} \frac{1}{y_V} = \frac{f a^2_1 \; F_1}{- (a - f) \; x^2 + a^2 x} \qquad [23]$$

Come si è detto, un particolare interesse abbiamo per $Fx = F_{2a}$, cioè per l'intensità alla superficie TT, che si verifica (misurando lungo la spezzata AN_2B_2 , fig. 3*a*) alla distanza $x = 2a$:

$$F_{2a} = F_1 \frac{a_1^2 \; f}{2 \; (2f - a) \; a^2} \qquad [24]$$

Per eliminare a e f dalle formule [24] e [25], si parte dai triangoli NFF' e CNA della fig. 8; si calcola:

$$f = \frac{R}{2} \; . \; \frac{R - r \cos \psi}{a} \qquad [26]$$

e dal triangolo rettangolo ACO:

$$a^2 = (R + r \cos \psi)^2 + r^2 \sin^2 \psi$$

Ora la formula [24] potrà essere così trasformata:

$$F_{2a} = F_1 \frac{a_1^2}{4} \; . \; \frac{R}{r} \; . \; \frac{R - r \cos \psi}{(R \cos\psi - r) \; (R^2 - 2rR \cos\psi + r^2)} \qquad [28]$$

Dei termini del denominatore, soltanto $(R \cos\psi - r)$ può annullarsi, rendendo $F_{2a} = \infty$; questo succederà se $\cos \psi = r \; / \; R$, cioè se $\psi = \psi_M$, confermando che nelle vicinanze della portata massima L_M (alla quale corrisponde il percorso $2a_M$), l'intensità di campo deve aumentare.

Ponendo nella [28]: $\cos \psi = 1$, cioè ponendo $\psi = 0$, si ottiene l'intensità energetica di campo riflesso dal zenito sul puntodi partenza A:

$$F_z = F_1 \left(\frac{a_1}{2h}\right)^2 \frac{R}{r} \qquad [29]$$

S'intende che la radiazione è isotropica e che trattandosi di onde elettromagnetiche la loro frequenza non supera quella critica dello strato jonosferico riflettente.

Entro la portata zero e quella massima (alle quali corrispondono angoli di semiportata $\psi = 0$ e $\psi = \psi_M$), esiste, praticamente sempre, una portata intermedia che chiameremo L_u e un relativo angolo di semiportata ψ_u , ai quali corrisponde un minimo di intensità di campo. La posizione di questo punto troveremo differenziando la [28]:

$$(F_{2a})' = F_1 \; \frac{a_1^2 \; R}{4r} \; \sin \; \psi \; \frac{2r^2R^2 \cos^2\psi - 4rR^3 \cos\psi + R^4 + 2r^2R^2 - r^4}{(- 2rR^2 \cos^2\psi + R^3 \cos\psi + 3r^2R \cos\psi - rR^2 - r^3)^2}$$

Ponendo in quest'ultima: $F_{2a} = F_1$ si avrà il modo di calcolare a distanza $2a$ ove agisce una intensità pari a quella presente a distanza unitaria a_1 dalla fonte A. La differenza: $2a - 2a_M$ esprime la larghezza della zona nella quale l'intensità dovrebbe superare quella F_1. Il valore a si trova risolvendo l'equazione:

$$a_1^2 \; f = 2 \; (2f - a) \; a^2$$

oppure:

$$2a^3 - 4fa^2 + a_1^2 f = 0 \qquad [25]$$

Le formule [24], [25] e le due precedenti, comprendono contemporaneamente a e f; ma nel nostro sistema riflettente f è funzione di a, o meglio, entrambe le grandezze sono funzioni di ψ, cioè del semiangolo della portata e si dovrebbe quindi esprimerla per mezzo di quell'angolo.

Prima di affrontare questo compito ricordiamo che se la portata L è espressa in km, l'angolo della semiportata, espresso in gradi, sarà:

$$\psi = \frac{L}{2.111}$$

L'angolo della semiportata massima:

$$\psi_M = \frac{L_M}{2.111}$$

Sono inoltre:

R – raggio della sfera riflettente SS;

r – raggio della sfera interna TT;

h – la differenza tra i due precedenti: $h = R - r$;

a_M è la lunghezza della tangente, condotta da qualsiasi punto della SS, verso TT. Si osserva che $a_M^2 = R^2 - r^2$.

Nel corso del calcolo si terrà presente che:

$$r = R \cos \psi_M \qquad a_M = R \sin \psi_M$$

La derivata: $(F_{2a})' = 0$, se: $\sin\psi = 0$, oppure se:

$$\cos\psi = \cos\psi_u = \frac{2 - (1 - \cos^2\psi_M) \; \sqrt{2}}{2 \; \cos\psi_M} \qquad [30]$$

La prima delle due condizioni corrisponde al massimo di intensità di campo che si manifesta sotto lo zenito [29]. La seconda determina la posizione del luogo ove l'intensità di campo riflesso è minima. La [30] sarà più espressiva se trasformata in rapporto dei seni, essendo essi delle funzioni trigonometriche per buona parte proporzionali agli angoli e praticamente alle portate; in particolare quando si tratta dei seni di semiangoli. Con questi ultimi inoltre le formule riescono più semplici che non con angoli interi. Detto rapporto chiameremo $\varkappa_u$. Il minimum dunque avrà luogo quando:

$$\varkappa_u = \frac{\sin \; \psi_u/2}{\sin \; \psi_M/2} = \sqrt{\left(1 + \frac{h}{2r}\right) (\sqrt{2} - 1) - \frac{h}{2r}} \qquad [31]$$

Se l'altezza $h < 0{,}01.2r$, (strato E) i termini: $h/2r$ possono essere trascurati e allora:

$$\varkappa_u = \frac{\sin \; \psi_u/2}{\sin \; \psi_M/2} = 0{,}643 \; ;$$

così pure:

$$\frac{\psi_u}{\psi_M} = \frac{L_u}{L_M} = 0{,}643 \; \text{circa}. \qquad [32]$$

Per altezze maggiori, il rapporto x_u dapprima è di poco inferiore a 0,643, poi dimostra una più marcata tendenza verso zero. Perchè l'espressione [31] rimanga reale occorre

che $h < r\sqrt{2}$, ciò che in nostre condizioni « terrestre » è ampiamente soddisfatto, assicurando sempre la presenza di un minimo di campo riflesso. L'intensità dello stesso determineremo ponendo $\psi = \psi_u$ e introducendo la [30] nella [28]. Dopo vari passaggi avremo

$$F_{2au} = F_1 \left(\frac{a_1}{2a_M}\right)^2 (3 + 2\sqrt{2}) \qquad [33]$$

Essendo $3 + 2\sqrt{2} = 5{,}828$, possiamo enunciare che il campo energetico riflesso minimo è 5,828 volte più forte di quello, corrispondente ad una ipotetica portata diretta, lunga $2a_M$ (cioè di poco superiore a L_M). Si dimostra facilmente che esso sarebbe $1 + \sqrt{2} = 2{,}141$ volte inferiore di quello che sarebbe un campo diretto alla stessa portata $2a_u$.

Tutte queste relazioni sono visibili sul grafico della fig. 9 però, prima di commentare i particolari dello stesso, torniamo alla formula [28] per trasformarla in funzione dei rapporti dei seni, per la stessa ragione per la quale abbiamo preferito di farlo riguardo alla [30], passando alla [31]. Inoltre si risolverà la [28] rispetto al rapporto F_{2a}/F_1.

Sostituiamo $\cos\psi = 1 - 2\sin^2\psi/2$ e introduciamo h per semplificare la forma, ottenendo:

$$\frac{F_{2a}}{F_1} = \frac{a_1^2}{4}\,\frac{R}{r}\,\frac{h + 2r\sin^2\psi/2}{(h - 2R\sin^2\psi/2)\,(h^2 + 4rR\sin^2\psi/2)} \qquad [34]$$

Analogamente: $\cos\psi_M = 1 - 2\sin^2\psi_M/2$ ma d'altra parte:

$$\cos\psi_M = r/R \qquad \text{quindi:} \qquad \sin^2\psi_M/2 = \frac{h}{2R}$$

Dividendo per uno dei lati dell'ultima formula, secondo la convenienza, due volte, il numeratore e il denominatore della [34] e scrivendo $\varkappa$ invece del rapporto dei seni $\dfrac{\sin\psi/2}{\sin\psi_M/2}$, si arriva all'espressione:

$$\frac{F_{2a}}{F_1} = \left(\frac{a_1}{2a_M}\right)^2 \frac{\dfrac{r+h}{r} + \varkappa^2}{(1 - \varkappa^2)\left(\dfrac{h + 2r\varkappa^2}{h + 2r}\right)} \qquad [35]$$

Quando h è trascurabile o almeno relativamente piccolo rispetto alla portata presa in esame, l'espressione [34] può essere sostituita dalla formula seguente, semplice e per noi abbastanza precisa:

$$\frac{F_{2a}}{F_1} = \frac{a_1^2}{L^2}\cdot\frac{L^2_M + L^2}{L^2_M - L^2} \qquad [36]$$

L'espressione [36] diverge sensibilmente dalla [35], quando $L < L_M : 2$, in altri termini quando $\varkappa < 1/2$ cioè per distanze che per varie ragioni ci interessano meno. Graficamente si può procedere alla rettifica della [36], ricorrendo all'espressione [29], riguardante il campo riflesso sotto lo zenito, qualora non si volesse approfittare della [35].

6. - RAPPRESENTAZIONE GRAFICA DELLA DISTRIBUZIONE DEL CAMPO ENERGETICO ENTRO IL PRIMO SALTO.

La ripartizione del campo energetico riflesso entro il primo salto, è data dalla fig. 9.

In essa, oltre ad una famiglia di curve tracciate in linee continue, figura una linea tratteggiata che rappresenta l'andamento della funzione [18], per maggior parte ipotetico, perchè riguardante distanze praticamente inaccessibili.

Le linee continue rappresentano la [35] per diversi valori di h (o delle L_M relative).

Le ascisse, nei limiti: 0...1, rappresentano il rapporto $\varkappa = \dfrac{\sin\psi/2}{\sin\psi_M/2}$, che riguarda le linee continue, oppure il rapporto $\varkappa$ $a_1/2a_M$, qualora si tratti della linea tratteggiata. Entrambi i rapporti, pur essendo concettualmente diversi, in pratica possono essere identificati, particolarmente verso la parte sinistra del grafico, ove addirittura può interessare un confronto tra la linea tratteggiata del campo energetico diretto e quelle altre. Infine si può interpretare le ascisse, senza sbaglio eccessivo, come L/L_M, rapporto della portata data, a quella massima ove si verifica il massimo campo riflesso.

Per le ordinate è stata scelta una scala logaritmica, particolarmente opportuna in questo caso. Come livello unitario è stato scelto quello relativo alla portata diretta $2a_M$. Con una semplice traslazione dei grafici, o della scala logaritmica, è facile riportare il livello unitario, almeno mentalmente, in corrispondenza di qualsiasi altra portata diretta, scelta come unitaria (a_1). La nuova linea del livello unitario incontrerà la curva (continua) del campo riflesso in due punti i quali, con le loro ascisse, segneranno i rapporti L/L_M relativi alle portate ove si riproduce la stessa intensità come quella del campo diretto a distanza unitaria; di questi due punti, quello superiore (di destra) ci interesserà particolarmente, perchè delimita la zona entro la quale il campo non è inferiore a quello F_1.

Raddoppiando il modulo della scala logaritmica (cioè facendo corrispondere all'intervallo 1...100 quello di 1...10), si passa dal rapporto delle potenze per metro quadrato, al rapporto delle tensioni per metro, con le quali in radiotecnica si esprime l'intensità di campo.

Si nota come nella sua parte sinistra il grafico consiste in una famiglia di curve distinte, ognuna per una determinata altezza dello strato riflettente, segnalata a fianco assieme alla relativa portata massima che deve corrispondere al 1 delle ascisse. Nella parte destra, le singole curve si confondono in una sola (almeno per altezze fino a centinaia di km).

In calce al grafico è tracciata una linea separata; le sue ordinate, misurate dal livello unitario verso il basso, dovrebbero essere addizionate alle ordinate relative alla curva per $h = 450$ km ($L_M = 4640$ km), rettificando in più l'intensità energetica di campo, per effetto della restrizione della larghezza del fascio a grandi distanze, dovuta alla curvatura della superficie TT. Dal paragrafo su «La configurazione spaziale del fascio » e dalla formula [6] sappiamo che l'aumento dell'intensità energetica di campo è proporzionale a: $\dfrac{R}{r\cos\psi}$

Dal grafico risulta chiaro come esiguo è il guadagno dovuto a questo fattore, anche se relativo ad una altezza h piuttosto grande. È quindi tollerabile la sua ommissione, fatta per semplificare tutte le nostre formule, come: [24], [28] e [29] e in particolare quelle che ne derivano.

Riguardo le altezze e le portate massime segnalate sul lato sinistro del grafico, a fianco delle curve, esse non si riferiscono a una superficie TT dal raggio uguale a quello terrestre reale (6364 km), bensì a un raggio superiore, a una superficie terrestre virtuale, sovrastante a quella reale. In tal modo si cerca di prendere sommariamente in considerazione l'azione rifrangente, esercitata dai più bassi strati dell'atmosfera, sul percorso delle onde elettromagnetiche. Come raggio di questa superficie virtuale è stato scelto arbitrariamente il numero $r = 6100$ km. Le altezze h, riportate sul grafico, si riferiscono a quel livello virtuale e sono quindi inferiori di una trentina di km alle altezze dei strati riflettenti sopra la superficie terrestre. Le portate massime invece segnalate sul grafico, sarebbero da ridurre, probabilmente di qualche decina di km. In questa occasione vale notare che una riduzione della portata massima significa un allargamento della zona dei forti campi riflessi in vicinanza della portata massima, anche se da attribuirsi all'azione rifrangente della troposfera. Comunque sia, la parte destra del grafico rimane invariata per tutte le altezze h e portate L_M praticamente riscontrabili.

7. - ZONA DEI CAMPI RIFLESSI.

L'espressione [35] pur rappresentando le curve del grafico della fig. 9, non ha servito al loro tracciato perchè i fianchi ripidi si determinano meglio calcolando il rapporto $\varkappa$ per diversi valori di a_1 o meglio del rapporto $\chi = a_1/2a_M$

Si parte dalla [25] e, per mezzo delle [26] e [27], la si trasforma, dopo varii passaggi, in seguente funzione del solo $\cos\psi$:

$$8r^2R^2\cos^2\psi - rR\,(4R^2 + 12r^2 + a_1^2)\cos\psi + (4r^2R^2 + 4r^4 + a_1^2R^2) = 0 \qquad [37]$$

La soluzione di questa equazione potrebbe essere fatta rispetto al $\cos\psi$, però essendo il coseno, come abbiamo già avuto occasione di accennare, una funzione poco espressiva ai nostri fini, preferiamo una soluzione rispetto a $\sin\psi/2$ e il calcolo successivo del rapporto:

$$\varkappa = \frac{\sin\psi/2}{\sin\psi_M/2} = \sqrt{1 - \frac{1}{2}\left(1 + \frac{h}{2r}\right)\left(1 + \chi^2 + \sqrt{\chi^4 - 6\chi^2 + 1}\right)} \qquad [28]$$

La seconda radice (interna) deve essere reale — il radicando positivo — pertanto x deve soddisfare le seguenti condizioni:

$$0 < \chi < \sqrt{3 - 2\sqrt{2}}$$

ovvero:

$$a_1/2\,a_M < 0{,}414 \qquad [39]$$

In altri termini: entro il primo salto non esistono campi riflessi in corrispondenza ai campi diretti troppo bassi. La minima intensità di campo riflesso è uguale a quella diretta corrispondente a: $a_1 = 0{,}828\ a_M$.

Anche la radice grande deve essere reale e lo è quasi sempre, salvo casi particolari sull'analisi dei quali non ci soffermeremo perchè lontani dalle nostre condizioni pratiche. Col segno « meno », d'avanti alla radice interna, si calcola il fianco destro del grafico della fig. 9.

Oltre che per il tracciato della curva della distribuzione del campo, la [38] serve per calcolare la larghezza della zona dei campi riflessi, superiori a un valore prescelto di cui si sa che si verifica a distanza a_1 in linea diretta dalla fonte A. A tale scopo basta moltiplicare la portata massima L_M per la differenza tra 1 e il valore $\varkappa$ calcolato dalla [38], e relativo al fianco destra del grafico:

$$Z = L_M\left[1 - \sqrt{1 - \frac{1}{2}\left(1 + \frac{h}{2r}\right)\left(1 + \varkappa^2 - \sqrt{\varkappa^4 - 6\varkappa^2 + 1}\right)}\right] \qquad [40]$$

A rigore, la ultima espressione non è precisa perchè in essa si ammette la proporzionalità tra differenza dei seni e differenza degli angoli, ma trattandosi di semiangoli di per se piccoli, lo sbaglio e inpercepibile.

Un'altra forma, poco meno precisa della [40], per il calcolo della zona:

$$Z = L_M\left\{1 - \sqrt{\frac{1}{2}\left[1 - \left(\frac{a_1}{L_M}\right)^2 + \sqrt{\left(\frac{a_1}{L_M}\right)^4 - 6\left(\frac{a_1}{L_M}\right)^2 + 1}\right]}\right\} \qquad [41]$$

7.1. - Esempio.

Con un impianto ricevente di sensibilità spinta, si riesce di prendere le emissioni TV dell'emittente locale situata a 300 km dal luogo di ricezione. Con lo stesso impianto è stato captato un segnale molto forte, capace di azionare il televisore anche con discesa d'antenna staccata, proveniente da una emittente TV situata a 1730 km e di potenza irradiata pari a quella della locale. Si domanda quale poteva essere la larghezza della zona entro la quale la ricezione di quella stazione lontana era non inferiore alla locale?

Se a 300 km, dopo una propagazione troposferica, il campo è abbastanza forte per far funzionare il televisore, lo sarebbe tanto più dopo una propagazione diretta. Pertanto è lecito di ammettere $a_1 = 300$ km almeno. Allora:

$$\frac{a_1}{L_M} = \frac{300}{1730}\ ; \quad \left(\frac{a_1}{L_M}\right)^2 = 0{,}03\ ;$$

$$\left(\frac{a_1}{L_M}\right)^4 = 0{,}001 \text{ circa} \qquad 6\left(\frac{a_1}{L_M}\right)^2 = 0{,}18$$

$$Z = 1730\left\{1 - \sqrt{0{,}5\,[1 - 0{,}03 + \sqrt{1{,}001 - 0{,}180}]}\right\} = 54 \text{ km}$$

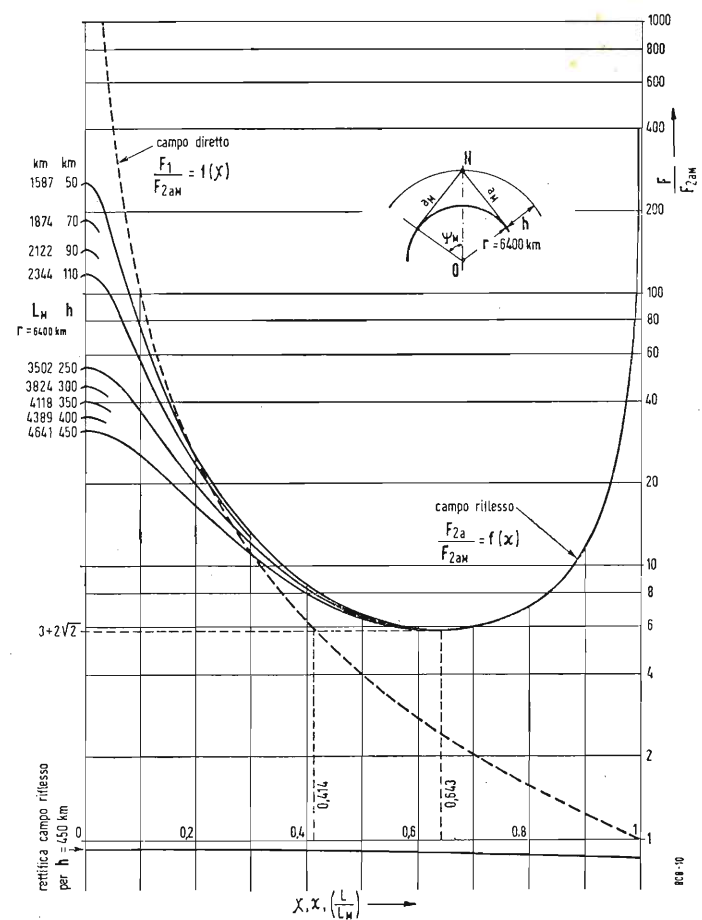



Fig. 9 - Curve universali di campo diretto e riflesso. Le ascisse rappresentano contemporaneamente due rapporti: $\chi = a_1/2a_M$ e $x = (\sin\psi/_2)/(\sin\psi_M/_2)$. Il primo l'argomento della funzione rappresenta con la linea tratteggiata (campo diretto); il secondo è l'argomento delle funzioni tracciate con linee continue (campi riflessi). Entrambi i rapporti valgono approssimativamente quanto $L : L_M$ e si identificano verso la parte sinistra del grafico.
Le ordinate rappresentano, in scala logaritmica, il rapporto $F : F_1$ nell'potesi che $F_1 = F_{2aM}$ e $a_1 = 2a_M$ (cioè $a_1/2a_M = 1$)l Ponendo altri valori di a_1, basta spostare la scala delle ordinate, facendo corrispondere il livello 1 nuovo valore del rapporto $a_1/2a_M$ sulla linea tratteggiata.

a meno che l'area riflettente della jonosfera non abbia nel punto intermedio e in direzione della propagazione, la misura minima di: $54/2 = 27$ km.

Circa gli stessi 54 km si ottengono dalla formula [14] del paragrafo riguardante il calcolo sommario del campo. Precisiamo che nell'ipotesi di una propagazione rettilinea, la larghezza Z, calcolata in base alla [40] o [41], può essere aumentata o perfino raddoppiata, impiegando un ricevitore della radiazione (una antenna), sufficientemente sopraelevato, per uscire dalla zona d'ombra che confermemente all'ipotesi dovrebbe formarsi oltre al margine della partata massima L_M.

Per quanto si tratti della lunghezza della zona dei campi riflessi, conformemente alla [6] e alle discussioni che ne segue, questa non può superare il doppio della misura perpendicolare alla direzione della propagazione, dell'area riflettente della jonosfera. Lo strato sporadico E_s che interessa i collegamenti TV a grandi portate, raggiungendo una superficie di raggio medio di 400 km, può creare in questo caso condizioni favorevoli per la ricezione in una zona lunga 800 km.

Essendo la larghezza della zona dei campi riflessi relativamente stretta, sarebbe giustificata la domanda: di quanto deve variare l'altezza dello strato riflettente, affinchè la zona dei campi riflessi si sposti di una sua propria larghezza, rendendo impossibile la ricezione sull'area precedente?

Si dimostra facilmente che tra portata massima e l'altezza dello strato riflettente, esiste la seguente relazione

(il testo segue a pag. 24)

Metallurgia delle Polveri di Nichel nell' Elettrotecnica

Attualmente l'applicazione più conosciuta della metallurgia delle polveri, la cosidetta sinterizzazione, è la fabbricazione di piccoli pezzi meccanici dotati di particolari proprietà di resistenza. La tecnica comporta essenzialmente la compressione di una polvere metallica in uno stampo della forma richiesta (anche molto complicata) seguita da un riscaldamento che porta ad una saldatura tra i granuli. L'obiettivo principale è quello di ottenere pezzi di particolari proprietà meccaniche ad un prezzo minore di quello comportato dai metodi normali di produzione meccanica.
Il nichel sinterizzato offre interessanti applicazioni nel campo dell'elettrotecnica, vogliamo qui passare in breve rassegna riprometendoci di esaminarle separatamente.

Magneti permanenti

È noto che per produrre piccoli magneti permanenti destinati a strumenti di misura, motorini elettrici, alternatori per magneti volano di moto, scooters, ecc., ed altre applicazioni del genere, si deve ricorrere a costose molature dei getti fusi. Anche quesso metodo però non è soddisfacente in quanto la durezza delle leghe magnetiche, contenenti ferro, nichel e cobalto, è notevole e comporta notevoli difficoltà realizzative. La tecnica della metallurgia delle polveri di nichel offre quindi vantaggi economici considerevoli. I metodi di produzione di queste leghe sono stati oggetto di lunghe ricerche. Infatti la lega più diffusa contenente alluminio, nichel e cobalto, presentava una notevole tendenza all'ossidazione dell'alluminio. Il processo messo a punto comporta l'uso di leghe meno ossidabili di alluminio e cobalto e di sinterizzazione in atmosfera di idrogeno molto secco. Parallelamente si è sviluppata una tecnica di sinterizzazione di polveri di ferro puro che permette di produrre con vantaggio economico nuclei di relè.

Contatti elettrici

Le leghe principalmente utilizzate sono di nichel - tungsteno e di argento - nichel.
Il primo tipo contiene una proporzione dominante di tungsteno e le sue proprietà sono utilizzate per la costruzione di grandi interruttori di grande potenza a tensione elevata, dove il rischio di distruzione per fusione ed evaporazione come conseguenza di un arco elettrico, deve essere ridotto al minimo. Nel secondo caso la proporzione di argento e di nichel può variare considerevolmente. Il compito del nichel è quello di aumentare la resistenza meccanica e la durezza consentendo tuttavia una buona conduttività elettrica. È stata messa a punto una tecnica di sinterizzazione che permette un «pastigliaggio» poco costoso in confronto dei metodi prima usati per la costruzione dei contatti.

Accumulatori alcalini

L'applicazione più tipica di leghe di nichel con prevalenza di questo metallo, è quella che ha per scopo di ottenere supporti estremamente porosi per gli elettrodi di nuovi tipi di accumulatori alcalini che sono già entrati in produzione in casi ove si richiedano notevoli prestazioni alle scariche ad alta intensità.
Sopra sottili tele intessute con fili di nichel, viene sinterizzata una massa in nichel (o lega di nichel) che raggiunge un grado di porosità che può superare il 70 %. Nell'intero dei pori verrà poi con procedimenti elettrochimici depositata la massa attiva. Questa è costituita da cadmio, per gli elettrodi negativi e da idrossidi di nichel, per gli elettrodi positivi.
I brevetti originali germanici sono stati ripresi da costruzioni francesi e statunitensi, per cui sono già sul mercato accumulatori alcalini per avviamento di autoveicoli e per scariche ad alta intensità in piccolo volume.

Questa tecnica di produzione di elettrodi porosi permette di avere a disposizione elettrodi aventi una grandissima superficie e che si prestano quindi a particolarissime applicazioni elettrochimiche.

Materiali per la costruzione di tubi elettronici

Si è trovato che la fabbricazione di nastri di nichel e leghe di nichel attraverso la metallurgia delle polveri, presenta notevoli vantaggi in certi casi dove si richiede una grande purezza per la fabbricazione di elementi di tubi elettronici. È possibile in questo caso eliminare l'occlusione di anche minime quantità di gas che verrebbero ad alterare il grado di vuoto del tubo elettronico. Nel caso per esempio di tiratron ad idrogeno, dove è essenziale conservare le piccole concentrazioni di idrogeno, durante tutta la vita del tubo, l'uso di nichel di grande purezza permette di rinunciare all'impiego delicato di «ricaricatori di idrogeno» destinati a evitare la perdita di idrogeno, dovuta a reazione con impurezze presenti nel nichel.

Leghe a dilatazione determinata

L'impiego di particolari metodi di sinterizzazione ha permesso di realizzare leghe a dilatazione determinata, secondo limiti assai ristretti. Tra le leghe a basso coefficiente di dilatazione a base di nichel e di ferro è stato studiato un certo numero di leghe sinterizzate dotate di particolari caratteristiche, atte a facilitare i giunti metallo-vetro delle saldature agli elettrodi dei tubi elettronici.

Leghe di ferro-nichel ad alta permeabilità

La possibilità di produrre nuclei dotati di alta permeabilità magnetica per applicazioni speciali (reattori saturabili, piccoli trasformatori per bassa frequenza) è grandemente facilitato dall'applicazione di metodi di produzione mediante sinterizzazione. Le ricerche sull'impiego della metallurgia delle polveri in questo caso hanno provato che si ottengono notevoli miglioramenti dal punto di vista tecnico e dal punto di vista tecnologico per via della più facile regolazione della composizione delle leghe e per la facilità di stampaggio. *(G.C.)*

La preparazione dei monocristalli di silicio solleva problemi tecnologici molto più complessi di quelli che si son dovuti risolvere per il germanio, a causa della temperatura di fusione ben più elevata (1450 °C circa), che è necessario mantenere con precisione, e a causa della grande affinità del silicio fuso per gli elementi del crogiolo.
Nella foto: un gruppo di monocristalli di silicio, preparati in Francia da una Società del gruppo della Compagnie Générale de T.S.F. in collaborazione col Département Physique-Chimie-Metallurgie du Centre National d'Études des Télécommunications. *(Télond)*

Norme per la Cessione dei Materiali Fissili

La Commissione americana per l'Energia Atomica (AEC) ha pubblicato nei giorni scorsi la regolamentazione che fissa i termini e le condizioni prescritte per la cessione di materiali nucleari speciali all'estero.
Le nuove norme prescrivono l'esportazione di materiali nucleari soltanto verso quei paesi con i quali esistono accordi bilaterali di collaborazione nel campo della tecnologia dei reattori per impianti elettronucleari. Onde provvedere al rifornimento dei combustibili nucleari necessari per il funzionamento di questi impianti all'estero oltre il periodo di 10 anni fissato dagli accordi in corso, l'AEC potrà esaminare l'opportunità di estenderli, di comune accordo coi paesi interessati, oltre il limite massimo attuale.
In linea di massima, il materiale nucleare speciale americano destinato all'impiego nel quadro degli accordi relativi alla cooperazione nelle ricerche sarà ceduto in affitto, mentre quello esportato nell'ambito degli accordi per centrali elettronucleari sarà posto in vendita.
Le tariffe sono stabilite da una tabella fissata dall'AEC sia per il mercato interno che per quello internazionale. Pur manifestando l'intenzione di mantenere nei limiti delle sue possibilità i prezzi stabili, le tariffe sono soggette a variazioni
Secondo la tabella pubblicata dall'AEC, i prezzi fissati per l'esportazione o la vendita sul mercato interno dell'uranio sotto forma di esafluoruro di uranio, variano da 5,62 dollari (3.442 lire) al grammo di uranio 235 per esafluoruro di uranio con il 7,2 per mille di U-235, a 17,07 dollari (10.670 lire) al grammo di U-235 contenuto nell'esafluoruro di uranio con tenore di arricchimento del 90 %. Conseguentemente il prezzo per kg. di uranio varia da 40,50 dollari (25.306 lire) con percentuale in peso del 7,2 per mille di U-235 a 15.361 dollari (9.600.625 lire) con percentuale in peso del 90 %.
In base alla tabella fissata dall'AEC, il prezzo di vendita di uranio con un grado di arricchimento del 20 %, cioè del tipo adatto per l'impiego quale «combustibile» nei reattori elettronucleari, è di 3.223 dollari al kg (2.014.305 lire/kg), ossia di 16,12 dollari (10.075 lire) per grammo di U-235 in esso contenuto.
La tabella delle tariffe fornirà anche la base per la formulazione delle tariffe che saranno applicate per la cessione in affitto di materiali nucleari speciali destinati alle ricerche, per calcolare il consumo di uranio 235 nei combustibili concessi in prestito e per il riacquisto di uranio arricchito restituito alla Commissione dopo l'impiego all'estero. In questo caso saranno apportate nelle tariffe alcune varianti in considerazione delle spese di lavorazione incontrate dall'AEC nella trasformazione del materiale restituito in esafluoruro di uranio.
L'AEC ha anche determinato il prezzo di acquisto del plutonio e dell'uranio 233 che sarà prodotto nei reattori alimentati con combustibile nucleare fornito dagli Stati Uniti. Per il plutonio metallico il prezzo sarà di 12 dollari (7.500 lire) al grammo, mentre per il nitrato d'uranio 233 sarà di 15 dollari (9.375 lire) al grammo di U-233.
Nella previsione che, almeno inizialmente, i due materiali vengano consegnati all'AEC in forma diversa da quella fissata (cioè di plutonio metallico e di nitrato d'uranio 233), i suddetti prezzi saranno decurtati delle spese incontrate dall'AEC nella conversione alla forma desiderata.
Per garantire che il plutonio e l'uranio 233 non saranno impiegati dagli Stati Uniti nella costruzione di armi nucleari, un quantitativo eguale di materiale pari a quello acquistato dall'estero sarà reso disponibile per applicazioni di pace.
La distribuzione di uranio ai paesi amici sarà limitata all'arricchimento sino al 20 % di uranio 235, ad eccezione di 6 kg di uranio con un grado di arricchimento sino al 90 % per l'impiego in speciali reattori nucleari destinati al collaudo dei materiali, nel quadro degli accordi per impianti elettronucleari. Nel caso di accordi di cooperazione per le sole ricerche, la quantità di uranio con il 90 % dell'isotopo 235 sarà limitata a pochi grammi, in considerazione delle più modeste esigenze delle ricerche pure.
I quantitativi di «combustibile» d'uranio, che la Commissione venderà ai paesi coi quali sono in vigore accordi di cooperazione nel settore dei reattori generatori, saranno limitati a quelli necessari per il funzionamento degli impiati per il periodo previsto dagli accordi. *(u. s.)*

Esperimenti per tubi fluorescenti senza stabilizzatore

In Francia si sta studiando un tipo di tubo luminescente in cui non occorre stabilizzare l'arco nel gas. Si è cercato di realizzare queste condizioni ricorrendo a fenomeni di risonanza nell'eccitazione degli atomi del gas.
Le lampade funzionano a 12 volt con un catodo assiale e contengono argon o vapori di mercurio. *(G.C.)*

Nuovi impieghi delle gomme siliconi

I «silastics» hanno trovato nuovi impieghi nell'industria elettrica come isolanti insensibili ad ampie variazioni di temperatura.
Per riscaldare gli strumenti di bordo di aerei si usano spesso resistenze elettriche.
Si può ora fare un «sandwich» dell'elemento riscaldatore tra due lamine di gomma silicone. Dopo la vulcanizzazione si ha una striscia o foglio riscaldante flessibile e sottilissimo (con minima inerzia termica).
Per proteggere delicati contatti vibranti destinati ad apparati elettronici (vibrazioni a 400 Hz) si usano spugne di silastics.
Le caratteristiche di isolamento meccanico ed acustico si mantengono tra i — 65 ÷ 200 °C.

(M. & M. 5-56) (G.C.)

Nuova tecnica di saldatura vetro metallo

Il gallio offre nuove possibilità nelle saldature vetro metallo. Alcune prove effettuate permettono di raddoppiare il «periodo di sicurezza» per tubi elettronici ed apparecchiature di laboratorio. *(M. & M. - 7-56) (G.C.)*

Promettenti nuove applicazioni di ultrasuoni

Col progredire della tecnica dei generatori di ultrasuoni si moltiplicano le loro applicazioni nei campi più diversi. Si parla ora di rettifiche di pezzi metallici che avrebbero sovrapposte frequenze ultra-acustiche, si avrebbe in tal modo una superficie più compatta (priva di microfessure) ed una maggior resistenza a fatica.
Promettenti esperimenti di autosaldatura di metalli a freddo sono stati effettuati provocando fenomeni di diffusione in superficie affacciate.

(M. & M. - 7-56) (G.C.)

Nuovo sistema di registrazione oscillografica

È un nuovo metodo di registrazione su carta che dartecipa ai vantaggi inerenti ad un sensibilissimo galvanometro a indice luminoso senza avere gli svantaggi dello sviluppo e trattamento chimico delle carte sensibili. Il processo di sviluppo (a secco) è continuo ed automatico. L'oscillogramma appare mentre si registra.
Questa nuova tecnica di elettrofotografia viene applicata in un oscillografo della Century Electronics & Instruments Co. (1333 - Utica, Tulsa, Oklahoma). Tali apparati non sono più costosi dei metodi convenzionali. *(G C.)*

IKAMA 1957 a Düsseldorf

Il «Congresso Internazionale con Esposizione della Tecnica delle Misurazioni e dell'Automazione» — IKAMA — avrà luogo dal 2 al 10 novembre 1957 a Düsseldorf.
Questa esposizione specializzata internazionale comprende strumenti di misura, telemisurazione, congegni di regolazione dei valori elettrici e di quelli tecnico-funzionali, nonchè apparecchi per analisi industriali.
Promotrici della manifestazione sono le rispettive Associazioni di categoria, che ne hanno affidata l'organizzazione alla NOWEA, Nordwestdeutsche Ausstellungs-Gesellschaft m.b.H., Düsseldorf, Ehrenhof 4. *(WFP)*

In servizio attivo una nave lanciamissili sperimentale di nuovo tipo

Nel corso della cerimonia per l'ammissione nei rouli del naviglio militare della Marina americana della nuova unità sperimentale «Compass Island», il sottosegretario aggiunto al Dipartimento della Marina, Garrison Norton, ha affermato che tra breve l'uomo sarà in grado di determinare la sua posizione sul mare mediante il rilevamento della luna per mezzo del radar ed il controllo dei radiosegnali provenienti dalle stelle.
La «Compass Island» è una nave sperimentale destinata a risolvere i problemi della navigazione collegati al lancio di missili balistici da navi. Tra i compiti assegnati alla nuova unità è quello di contribuire allo sviluppo e alla scelta di un sistema di navigazione astronomica per la guida dei missili adatto all'impiego su navi e indipendente dalle installazioni elettroniche di guida a terra. Allorquando perfezionate, queste navi saranno in grado di colpire bersagli in qualunque punto del globo con una precisione almeno uguale a quella delle basi di lancio a terra.
La «Compass Island» è una nave mercantile della classe «Mariner» opportunamente trasformata per il lancio di missili aventi un raggio d'azione di 2400 km ed attrezzata con dispositivi stbailizzatori e con apparecchiature elettroniche che possono «osservare» il sole, la luna ed alcune stelle determinate mediante la individuazione delle onde radio provenienti dagli spazi intersiderali.
Nel suo discorso, il sottosegretario aggiunto alla Marina ha descritto la nuova unità come l'antesignana di una flotta di navi, sia di superficie che sottomarine, azionate ad energia nucleare e destinate al lancio di missili balistici. *(u.s.)*

Il «batifotometro», nuovo apparecchio di misura della luce nelle profondità marine

Due scienziati della locale Università Harvard hanno perfezionato un nuovo strumento di misura della luce negli abissi marini, che consentirà di agevolare le ricerche sulla luminosità di alcune specie animali che vivono a notevole profondità nel mare.
Lo strumento, che è stato ribattezzato «batifotometro» o fotometro di profondità, è in grado di registrare la luce emessa da sorgenti debolissime ed equivalenti a frazioni infinitesimali della luce diurna normale sino a profondità di circa 600 metri.
Il nuovo apparecchio fotometrico venne impiegato nelle ricerche sottomarine che furono effettuate al largo dal Capo Cod in una zona antistante la costa del Massachusetts, nel corso di questa estate. *(u. s.)*

Strumento Multiplo per Servizio TV*

A prima vista il Voltoscopio GR 23 può sembrare una delle più o meno indovinate unioni di strumenti, ma analizzando profondamente le necessità del tecnico e del riparatore di ricevitori TV, lo strumento multiplo descritto, si rivela particolarmente utile.

1. - GENERALITÀ.

Il conoscere profondamente tutti i fenomeni che avvengono sia in un trasmettitore che in un ricevitore televisivi, tutti i circuiti più svariati che li compongono e le loro caratteristiche è indubbiamente la base su cui poggia la capacità di un tecnico di televisione.

A nulla o ben poco servirebbero tutta questa cultura se poi il tecnico non avesse la possibilità di analizzare e controllare tutti questi fenomeni con adatti strumenti.

I nostri sensi non ci permettono di misurare a orecchio o ad occhio il comportamento di questi circuiti se non in pochissimi fortunati casi, in cui l'analisi dell'immagine ricevuta può già informarci di alcune delle caratteristiche funzionali di un ricevitore o di qualche parte di esso.

Occorre quindi una serie di strumenti di alta precisione e speciali caratteristiche che analizzi senza tema di errori i varii circuiti, rivelando in modo comprensibile al nostro occhio e al nostro orecchio il loro comportamento.

In considerazione delle necessità sopra esposte si è arrivati alla realizzazione del Voltoscopio GR 23, che riunisce in un unico complesso di peso e dimensioni limitate un Voltmetro, un Ohmmetro, un Capacimetro ed un Oscilloscopio.

A prima vista il Voltoscopio GR 23 può sembrare una delle più o meno indovinate unioni di strumenti, ma, analizzando profondamente le necessità del tecnico ed in particolare del riparatore di apparecchi televisivi, apparirà evidente la necessità di disporre di un apparecchio che permetta soprattutto di osservare rapidamente tutte le forme d'onda particolari dei circuiti televisivi e misurarne contemporaneamente con precisione il valore da picco a picco per poterli comparare con la forma ed i valori riportati sulle istruzioni del televisore fornite dal fabbricante.

Questa prima utilizzazione del Voltoscopio permette nella quasi totalità dei casi la localizzazione del guasto, che, come è risaputo, il più delle volte è da ricercarsi nei circuiti di sintesi o di deflessione.

Inoltre l'oscilloscopio a raggi catodici incorporato può essere considerato l'apparecchio di misura più universale che esista, dalle applicazioni praticamente illimitate. Può essere infatti usato per valutare tensioni, correnti, fasi, frequenze, forme, d'onda fenomeni transitori e intervalli di tempo. Accoppiato ad un opportuno trasduttore, cioè ad un qualcosa capace di trasformare la grandezza da misurare in una corrispondente grandezza elettrica ad essa legata, può essere impiegato per l'analisi di un qualsiasi fenomeno fisico, meccanico, termico, magnetico, ecc.

L'oscilloscopio è poi divenuto con l'avvento della televisione, uno strumento assolutamente indispensabile. In unione ad un vobulatore e ad un calibratore permette l'osservazione delle curve di risposta dei vari amplificatori presenti in un televisore.

L'oscilloscopio incorporato nel Voltoscopio GR 23, pur conservando il carattere di un apparecchio d'impiego universale, è stato progettato per soddisfare particolarmente le esigenze della televisione, garantendo la riproduzione fedele dei segnali video e degli impulsi di sincronismo trasmessi dalla stazione trasmittente televisiva o da un generatore video che sostituisca la stessa.

Se l'oscilloscopio è indispensabile per la ricerca dei guasti nei circuiti di deflessione per la taratura degli amplificatori ad alta e media frequenza. il Voltohmmetro elettronico non lo è di meno.

L'utilità, anzi la necessità del Voltohmmetro elettronico è intuitiva; solo con esso infatti, presentando una resistenza d'ingresso di 11 MΩ, è possibile misurare tensioni senza alterare apprezzabilmente le caratteristiche del circuito analizzato.

Nella messa a punto di un televisore, oltre al controllo di tutte le tensioni di alimentazione dei vari stadi, è necessario controllare anche la tensione anodica continua del cinescopio, che può anche superare i 20.000 V; ciò è possibile con il voltmetro elettronico impiegando una resistenza addizionale di 900 MΩ, inserita in un puntale appositamente progettato per garantire l'incolumità dell'operatore. L'elevata resistenza d'ingresso complessiva di 1000 MΩ consente la misura con errore trascurabile nonostante la elevata resistenza interna del generatore.

È altresì possibile, tramite la sonda a RF, che presenta in ingresso una capacità piccolissima grazie al rivelatore al germanio direttamente sistemato nel puntale usato per il prelievo del segnale, misurare tensioni ad alta frequenza senza alterare apprezzabilmente i circuiti analizzati.

La misura della resistenza presenta nei ricevitori di televisione la necessità di poter controllare valori di qualche decina di megaohm; ciò è facilmente possibile con il Voltohmmetro elettronico incorporato nel Voltoscopio GR 23.

Ed infine la misura della capacità, dai valori più piccoli ai più elevati, completa le prestazioni veramente eccezionali di questo apparecchio, che assicura la perfetta riuscita nella messa a punto e nella riparazione dei televisori anche al tecnico meno esperto.

2. - DESCRIZIONE.

Una lunga esperienza e le esigenze sopra esposte hanno guidato nella realizzazione del Voltoscopio GR 23.

Il Voltoscopio GR 23 riunisce in un unico apparecchio di dimensioni e peso limitati un Oscilloscopio ed un Voltohmmetro elettronico, indispensabili per la messa a punto e la riparazione di apparecchiature riceventi di televisione e a modulazione di frequenza.

2.1. - Oscilloscopio.

L'oscilloscopio incorporato nel Voltoscopio GR 23 copre un campo di frequenza e ha sensibilità tali da consentire una riproduzione di forme d'onda di una eccezionale perfezione e chiarezza sul suo schermo; progettato particolarmente pre la televisione, l'oscilloscopio fornisce i mezzi per un rapido e accurato esame dei televisori.

L'amplificatore verticale ha una sensibilità di 100 mV eff. per centimetro nelle condizioni di funzionamento a banda larga, con una gamma di frequenza da 5 Hz a 5 MHz, ed una sensibilità di 10 mV eff. per centimetro nelle condizioni di funzionamento a banda stretta, con una gamma di frequenza da 5 Hz a 1 MHz.

L'amplificatore verticale è costituito da due stadi e da un attenuatore posto all'ingresso; il primo stadio, che impiega il triodo di un doppio tubo, ha la funzione di trasferitore catodico d'impedenza, al fine di permettere la regolazione continua e decadica dell'amplificazione senza alterare la curva complessiva di risposta dell'amplificatore. La seconda parte di detto tubo, costituita da un pentodo ad elevata pendenza, è impiegata come amplificatore a larga banda con un guadagno di dieci e come amplificatore a banda stretta con un guadagno di cento.

Il secondo stadio impiega due pentodi di potenza montati in controfase che, come è noto, presenta, rispetto allo stadio singolo, numerosi vantaggi, tra i quali forse il più importante nel nostro caso è la riduzione della distorsione astigmatica, con il vantaggio di avere una traccia uniformemente luminosa in tutta l'area dello schermo.

L'amplificatore orizzontale, pur avendo una sensibilità inferiore a quella dell'amplificatore verticale, presenta anch'esso uno stadio finale in controfase, costituito da due pentodi ad elevata pendenza.

L'ingresso di questo amplificatore può essere commutato al generatore dell'asse dei tempi, ad una tensione regolabile di fase a frequenza di rete e ai morsetti esterni di deviazione orizzontale.

Il generatore asse-tempi è costituito da un multivibratore asimmetrico ad accoppiamento catodico con circuito d'integrazione all'uscita. La regolazione a scatti della frequenza è ottenuta commutando sia la capacità che determina la frequenza di oscillazione, sia la capacità di integrazione; la regolazione fine agisce su due potenziometri collegati in tandem, che variano opportunamente le costanti del circuito.

Il generatore dell'asse dei tempi può essere sincronizzato, ossia agganciato alla frequenza di un segnale esterno; sono previste inoltre altre tre possibilità di sincronizzazione: interna positiva e negativa, prelevando il segnale di polarità opportuna dall'amplificatore verticale, e dalla rete, con un segnale a frequenza di rete regolabile di fase.

L'alimentazione del tubo a raggi catodici è ottenuta con un diodo per alta tensione tipo EY 51; il positivo di tale tensione è collegato a massa e tra il negativo e la massa è inserita una serie di partitori che provvedono ad alimentare i vari elettrodi del tubo a raggi catodici.

L'alimentazione anodica è ottenuta con un doppio rettificatore tipo 5Y3, seguito da un circuito di filtro livellatore ad ingresso capacitivo.

2.2. - Voltohmmetro–Capacimetro

Il circuito si compone sostanzialmente dal classico ponte di misura a doppio triodo, alimentato direttamente dalla rete tramite rettificatore al selenio e filtro livellatore.

Tra i due catodi del tubo è inserito, con polarità opportuna, il microamperometro di misura ed alla griglia di uno dei due triodi è applicata una tensione continua proporzionale alla tensione di misura.

La tensione continua da applicare alla griglia del predetto triodo causa una variazione della resistenza interna del tubo ed il conseguente equilibrio del ponte: si manifesta quindi sullo strumento, inserito come già detto tra due catodi e quindi sulla diagonale del ponte, una corrente proporzionale alla tensione applicata alla griglia del triodo.

Il ponte e lo strumento funzionano perciò come un voltmetro in continua con impedenza di ingresso elevatissima e con valore di fondo scala di circa 1,5 V.

Questo circuito a ponte, associato ad altri circuiti, permette di ottenere i diversi campi di misura del Voltohmmetro elettronico incorporato nel Voltoscopio GR 23.

Per la misura di tensioni continue con positivo a massa, la tensione da misurare è applicata ad un partitore resistivo di 10 MΩ e la griglia del triodo è derivata mediante il commutatore di portata alle singole prese del partitore.

Lo strumento è collegato in modo che l'indice descriva la scala quando la tensione applicata abbia il positivo a massa.

Per la misura di tensioni continue con negativo a massa, la misura avviene come sopra, ma sono invertite le connessioni dello strumento.

La misura di tensioni alternate sinusoidali è ottenuta rettificando la tensione continua così ottenuta, proporzionale al valore massimo della tensione alternata, è applicata attraverso il commutatore di portata al ponte di misura.

Lo strumento è tarato in modo che le letture rappresentino il valore efficace.

Le misure di resistenze sono ottenute impiegando una tensione continua fornita dall'alimentatore anodico e da un circuito ohmmetrico indicatore; mediante il commutatore di portata si possono stabilire i diversi campi di misura.

Per la misura delle capacità si usa lo stesso circuito ohmmetrico sopra citato, sostituendo la tensione continua dell'alimentatore con una tensione alternata a frequenza di rete, che viene rettificata da un raddrizzatore ad ossidi, posto a monte dello strumento indicatore.

3. - ISTRUZIONI PER L'USO.

Per l'impiego corretto dello strumento è bene tenere presenti le osservazioni che seguono.

L'allineamento di circuiti ad alta frequenza e l'osservazione di forme d'onda particolari, quali sono quelle presenti nei circuiti di un televisore, richiedono che la procedura da seguire sia quella aderente al principio relativo all'uso delle frequenze elevate.

Una delle più importanti norme da rispettare per evitare responsi errati è quella relativa ad una corretta connessione della massa. È sempre buona norma connettere ad una comune presa di terra tutte le apparecchiature in esame e da esaminare.

Non si adoperino mai conduttori non schermati.

4. - MESSA IN FUNZIONE.

4.1. - Voltohmmetro–Capacimetro

L'impiego del Voltohmmetro incorporato nel Voltoscopio GR 23 è del tutto simile a quello di un comune analizzatore elettronico.

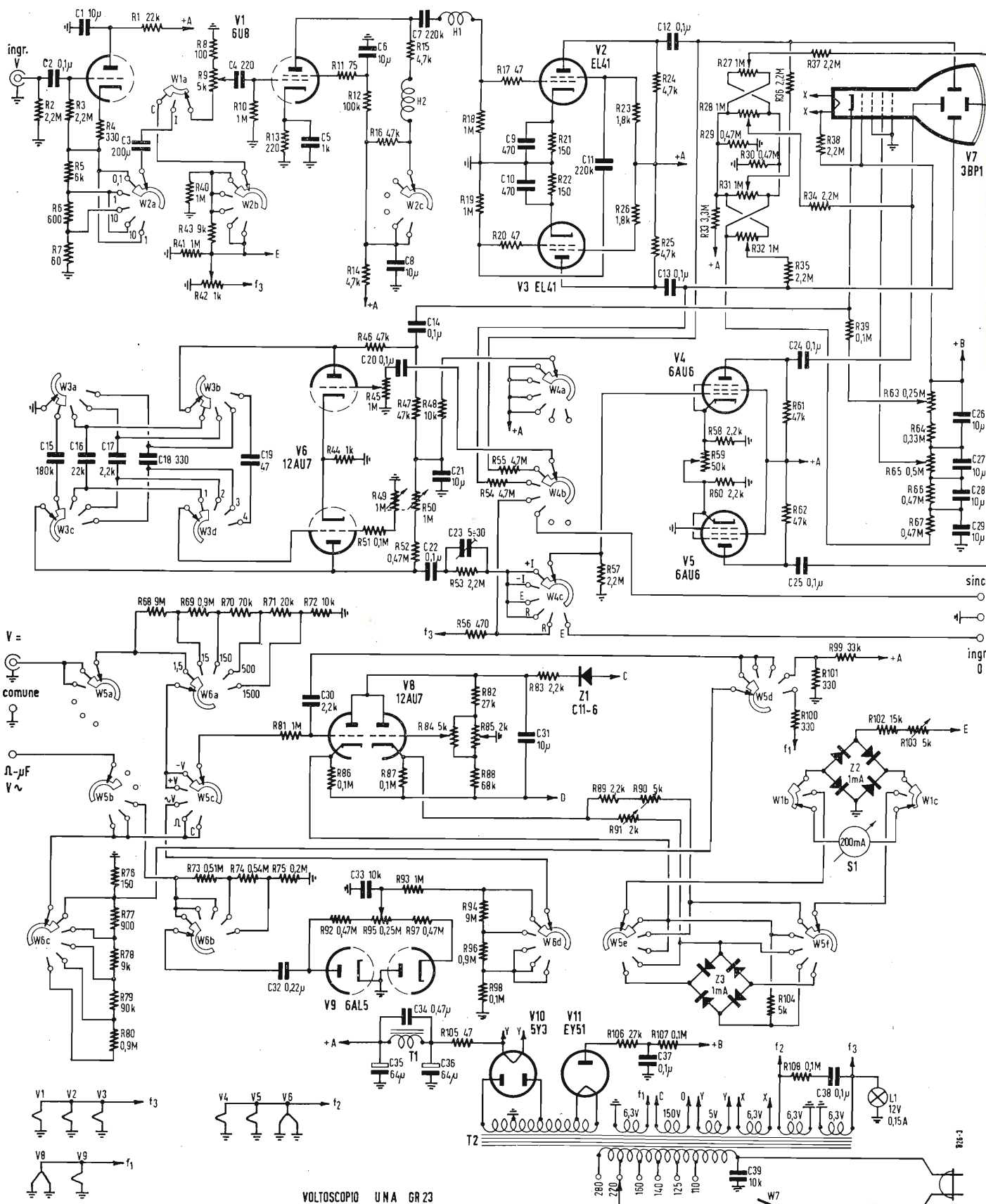
Per le misure di tensioni continue porre il commutatore « MISURE » nella posizione « VOLT = + oppure — » a seconda della polarità rispetto a massa, della tensione da misurare e ruotare il commutatore di portata in corrispondenza della portata che interessa.

Inserire il cavetto C 6 nero nella boccola « COMUNE » e collegare l'estremo del puntale, alla massa del circuito in prova. Collegare il cavo C 2 alla presa coassiale « VOLT = », inserire all'altro estremo il Puntalino P 28 ed esplorare con l'estremo il circuito in esame.

Il Puntalino P 28, che deve essere esclusivamente impiegato per misure di tensioni continue, contiene una resistenza di 1 MΩ disposta in serie ed immediatamente collegata al terminale metallico di misura: questo permette di eseguire misure di tensioni continue quando alla tensione continua stessa sia sovrapposta una tensione alternata, senza perturbare in alcun modo il funzionamento del circuito in esame.

Per la misura di tensioni continue superiori a 1500 V è necessario impiegare il puntale per AT tipo P 33.

La misura di tensioni alternate sinusoidali si ottiene disponendo il commutatore « MISURE » in posizione « V∼ » ed il commutatore di portata sulla portata che si desidera ottenere. In-

(*) Il Voltoscopio GR23 è costruito dalla UNA s.r.l. di Milano.

Schema elettrico quotato del Voltoscopio UNA GR23 progettato quale strumento multiplo per servizio TV.

notiziario industriale

serire il cavetto C 6 nero nella boccola « COMUNE » e collegare l'estremo del puntale, alla massa del circuito in prova; collegare il cavetto C 6 rosso alla boccola « VOLT - OHM - μF » ed esplorare con l'estremo del puntale il circuito in esame.

Per misure di tensioni a frequenze elevate si deve impiegare la sonda RF tipo P 51.

Nelle misure di tensioni continue e alternate l'azzeramento dello strumento si mantiene per lo più immutato anche cambiando portate e campo di misura. In qualche caso, e soprattutto usando portate basse, può verificarsi uno spostamento dello zero: è quindi necessario in tal caso procedere nuovamente all'azzeramento, mediante il potenziometro « AZZERAMENTO ».

Si tenga presente che è consigliabile, nel caso di tensioni continue, effettuare l'azzeramento con i puntali di misura collegati al circuito in esame, a circuito in esame spento; nel caso di tensioni alternate effettuare l'azzeramento con i puntali di misura in cortocircuito.

Per la misura di resistenza spostare il commutatore « MISURA » in posizione « OHM » e quello di portata sulla portata più opportuna, inserire il cavo C 6 nero nelle boccole « COMUNE » e quello rosso nella boccola « VOLT - OHM - μF ».

Portare in taratura l'ohmmetro mediante la manopola « AZZER. - OHM - μF », facendo coincidere, a puntali C 6 in cortocircuito, l'indice con lo zero della scala « Ω ». Effettuare la lettura nella scala indicata « Ω », tenendo conto del fattore moltiplicativo, a seconda delle portate impiegate.

Ed infine per le misure di capacità spostare il commutatore « MISURA » in posizione « μF » e quello di portata sulla portata più opportuna, inserire il cavo C 6 nero nella boccola « COMUNE » e quello rosso nella boccola « AZZER. - OHM - μF ».

Portare in taratura il capacimetro mediante la manopola « AZZER. - OHM - μF », facendo coincidere, a puntali C 6 in cortocircuito, l'indice allo « ~ » della scala μF. Effettuare la lettura nella scala indicata « μF », tenendo conto del fattore moltiplicativo a seconda delle portate impiegate.

Nelle misure di resistenza di valore molto elevato e nelle misure di capacità di valore molto basso, è necessario che uno degli estremi della resistenza o del condensatore sia collegato a massa.

4.2. - Oscilloscopio.

Anche l'impiego dell'oscilloscopio incorporato nel Voltoscopio GR 23 è da considerarsi del tutto simile a quello di un normale oscilloscopio.

Si regolino l'intensità ed il fuoco, in modo di ottenere sullo schermo una traccia nitida e della luminosità desiderata e si centri la traccia in senso orizzontale e verticale, agendo sui corrispondenti comandi.

I comandi relativi all'amplificatore e all'asse tempi devono essere regolati caso per caso a seconda della misura o controllo che si intende eseguire, l'ampiezza della tensione in gioco, ecc.

Ad esempio, volendo osservare la forma d'onda di una tensione, si colleghi la tensione in esame all'ingresso verticale attraverso il cavo C 25 (terminale ×1 diretto, terminale ×10 a bassa capacità) e la massa dell'Oscilloscopio al telaio dell'apparecchiatura in prova attraverso il cavo C 4. Si regolino quindi i comandi « MOLT - VERT » a seconda della frequenza del segnale da esaminare, in banda larga o in banda stretta, come indicato nei dati tecnici, e il comando « AMPLIF - VERT » in modo da portare la deviazione verticale all'ampiezza desiderata.

A seconda del tipo di sincronismo che si intende usare si ruoti il commutatore « ASSE TEMPI » sulla posizione corrispondente e si regoli la frequenza dell'asse-tempi agendo sul commutatore e sul potenziometro « ASSE TEMPI ».

Questi comandi devono essere regolati in modo da osservare sullo schermo il numero dei cicli desiderati: ruotare quindi verso destra il potenziometro « SINCRONIZZATORE » fino ad ottenere sullo schermo una figura stabile.

L'entità del sincronismo dovrà essere quella strettamente necessaria per fermare la figura sullo schermo, poichè un sincronismo eccessivo provoca generalmente una distorsione della forma d'onda del segnale che si osserva.

Infine l'impiego come *Voltoscopio*, e cioè col voltmetro da picco a picco, per la misura di tensioni alternate di qualsiasi forma d'onda con l'impiego dell'oscilloscopio e facendo riferimento ad una tensione calibrata mediante l'impiego dello strumento indicatore del Voltohmmetro.

Per la misura di una tensione da picco a picco, che va applicata all'ingresso dell'amplificatore verticale dell'oscilloscopio tramite il cavo C 25, si regolino i comandi dello stesso al fine di poterne osservare la forma come descritto precedentemente, mantenendo il commutatore « OSCILLOSCOPIO » in posizione « IMPIEGO », spostare quindi il commutatore « OSCILLOSCOPIO » in posizione « CALIBRAZIONE » e regolare il potenziometro « CALIBRAZIONE » fino ad ottenere una deviazione verticale di ampiezza uguale a quella del segnale in esame.

Si potrà leggere a questo punto sullo strumento del Voltoscopio la tensione in Volt picco a picco sull'apposita scala.

Il valore letto va moltiplicato per il fattore moltiplicativo del commutatore « MOLT - VERT » e quello indicato sui terminali del cavo di ingresso verticale C 25.

5. - DATI TECNICI.

5.1. - Voltohmmetro–capacimetro.

5.1.1. - *Tensioni continue.*

Portate: 1,5 - 15 - 150 - 500 - 1500 volt f.s. positivi e negativi rispetto a massa.

Impedenza di ingresso: 11 MΩ in tutte le portate.

Mediante l'impiego del Puntale AT P 33 il campo di misura può essere esteso fino a 30.000 V c.c. con impedenza di ingresso di 1000 MΩ.

5.1.2. - *Tensioni alternate.*

Portate: 1,5 - 15 - 150 - 500 - 1500 volt efficaci f.s. per tensioni sinusoidali.

Campo di frequenza: Da 30 Hz a 2 MHz con impedenza della sorgente inferiore a 100 Ω.

Mediante l'impiego della Sonda RF P 51 il campo di frequenza può essere esteso fino a 300 MHz con capacità d'ingresso di circa 2,5 pF, per una tensione massima applicabile di 20 V efficaci.

5.1.3. - *Resistenze.*

Campo di misura: Da 0 a 1000 MΩ in 5 portate.

Valori di centro scala: 100 - 1000 - 10000 Ω - 0,1 - 10 MΩ.

5.1.4. - *Capacità.*

Campo di misura: Da 100 pF a 1000 μF.

Valori di centro scala: 500 pF - 50.000 pF - 0,5 μF - 50 μF.

5.1.5. - *Strumento indicatore.*

A bobina mobile del tipo a scala espansa con una sensibilità di 200 μA f.s.

5.2. - Oscilloscopio.

5.2.1. - *Amplificatore verticale.*

Banda larga: Da 5 Hz a 5 MHz.

Sensibilità di deflessione: Max 100 mV eff./cm.

Banda stretta: Da 5 Hz a 500 kHz.

Sensibilità di deflessione: Max 10 mV eff./cm.

Massima tensione applicabile: 1500 V, p.p. sovrapposti a 500 V c.c. nella posizione ×10.

Impedenza di ingresso: 1 MΩ nella posizione ×1. 10 MΩ nella posizione ×10.

Capacità di ingresso: Con cavo e terminale 100 pF nella posizione ×1; 10 pF nella posizione ×10.

Misura di tensione da picco a picco: Da 0,15 V a 1500 V p.p.

Controllo di taratura dell'amplificatore verticale per la misura di tensioni da picco a picco di una qualsiasi forma d'onda mediante l'impiego dello stru-

(il testo segue a pag. 20)

Fig. 1 - Aspetto esterno del misuratore elettronico di mutua conduttanza, mod. WT-100A, costruito dalla RCA.

Uno Strumento Tipicamente Professionale

Il Misuratore Elettronico di Mutua Conduttanza*

Si descrive uno strumento di laboratorio, avente caratteristiche elettriche particolarmente interessanti e grande versatilità e facilità d' impiego.

a cura del dott. ing. Franco Simonini

1. - LA STORIA DEL WT - 100 A DELLA RCA.

La tecnica elettronica si sta sempre più affinando mano a mano che nuovi campi di attività vengono invasi dalle tecniche della automazione. Le prestazioni che si richiedono ai tubi elettronici sono di conseguenza sempre più spinte e le tolleranze di funzionamento più severe.

Nei laboratori della RCA i tecnici avevano quindi costruito un apparato per il controllo delle caratteristiche delle valvole di tipo particolare adatto a soddisfare le più severe esigenze della tecnica elettronica. Ufficialmente infatti i valori caratteristici di alimentazione (tensione e corrente) di ogni elettrodo di un tubo per il prescritto valore di conduttanza mutua non dovrebbero uscire dai limiti stabiliti dalla casa costruttrice limiti che di solito non dovrebbero superare il ± 10 % del valore di listino.

In pratica si hanno invece scostamenti spesso superiori e, cosa di una certa importanza per la produzione di qualità, può darsi che statisticamente si abbia una maggioranza dei tubi costruita con un valore caratteristico diverso da quello ufficiale sì da costituire un vero e proprio nuovo dato caratteristico in contrasto con quello ufficiale di catalogo.

(*) L'Electron-Tube MicroMhoMeter, RCA WT-100A, è costruito dalla RCA, Dipartimento strumenti di misura, rappresentata in Italia dalla Ditta Silverstar di Milano.

Queste condizioni sono della massima importanza perchè, se il tecnico di laboratorio non si cautela contro queste anomalie di produzione, gli può capitare di progettare un tipo di strumento o di apparato rispondente sì ai requisiti richiesti, ma che non potrà mai venir costruito in serie perchè i tubi del mercato presentano caratteristiche troppo diverse da quelle del prototipo.

I tubi utilizzati per il progetto in altre parole possono essere di caratteristiche al limite od oltre lo scostamento di tolleranza previsto dalla casa costruttrice, per il nuovo apparato.

Ma lo strumento che i tecnici dei laboratori della RCA si erano costruiti a scanso di sorprese sul lavoro permettereva anche altri servizi di grande utilità.

In particolare:

— diveniva possibile misurare con una certa precisione (± 3 %) la vera pendenza dei tubi per dati valori di alimentazione degli elettrodi.

— era finalmente possibile scegliere tra i tubi di normale produzione delle partite di eguale caratteristiche per scopi particolari.

— all'accettazione dei tubi inviati dalla fabbrica costruttrice diveniva possibile un controllo di qualità.

— i tecnici addetti alla manutenzione degli apparati di notevole pregio ed importanza (ad es. telefonia multipla) potevano con questo nuovo strumento controllare preventivamente con data periodicità i tubi dei complessi elettronici a loro affidati.

— era molto più agevole e sicuro con lo strumento il rilievo delle curve caratteristiche di ogni tubo.

Constatata l'utilità di questo strumento divenuto via via sempre più indispensabile ai suoi laboratori la RCA decise di costruirlo in serie sia per le sue branchie di produzione elettronica sia per il mercato. Veniva così messo a disposizione anche delle fabbriche costruttrici di tubi un efficiente strumento di controllo e di collaudo statistico.

2. - LE CARATTERISTICHE DELLO STRUMENTO.

2.1. - Controllo delle tensioni

— di placca regolabile con continuità da 40 a 300 V con correnti da 300 a 100 mA.

— di griglia n. 3 regolabile come sopra da 0 a 100 V in quattro campi da 0 a 3, 10, 30, 100 V fondo scala.

— di griglia n. 2 e 4 regolabile con continuità da 0 a 300 V con correnti fino a oltre 30 mA.

— di griglia n. 1 regolabile da 0 a 100 V in quattro campi da 0 a 3, 10, 30, 100 V fondo scala.

2.2. - Controllo delle tensioni di filamento

— in c.a. regolabile con continuità da 0 a 117 V in quattro campi da 0 a 3, 10, 30, 100 V fondo scala.

— in c.c. da 0 a 3 V.

Resistenza di catodo: regolabile con continuità da 0 a 350 Ω.

Resistenza di griglia n. 1 regolabile con continuità da 0 a 5 MΩ.

Caduta di tensione interna al tubo: da 0 a 300 V in quattro campi da 0 a 1, 10, 100, 300 V fondo scala.

2.3. - Campi di misura di corrente dello strumento

— per misure sul filamento (in c.a.): da 0 a 1,3 A.

2.4. - Campi di misura per la conduttanza mutua

da 0 a 300, 1000, 3000, 10.000, 30.000, 100.000 μA/V.

2.5. - Tubi impiegati

(1) OA2; (1) 5U4GB; (1) 6AU6; (1) 6CBC5; (1) 6CL6; (2) 6U8; (1) 6X4; (1) 12AU7.

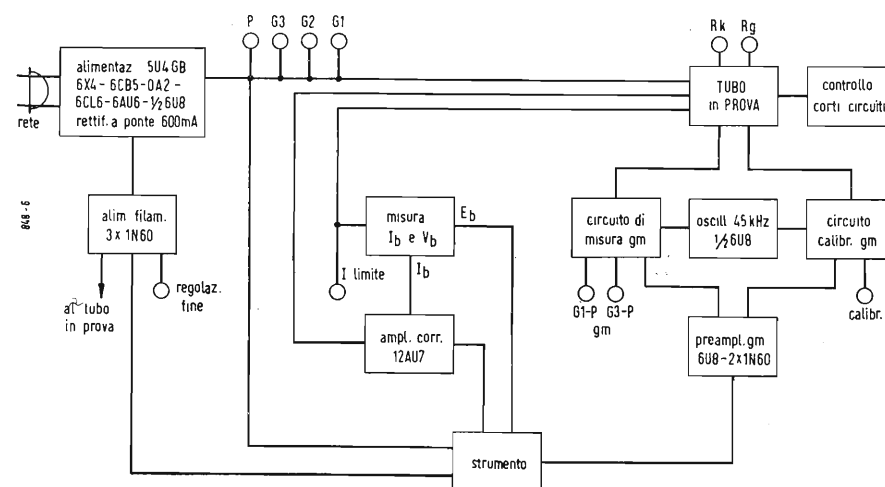



Fig. 2 - Schema semplificato dei comandi manuali.

2.6. - Alimentazione dello strumento

— tensione: 105 ÷ 125 V

— frequenza: 50 ÷ 60 Hz

— potenza richiesta: normale 100 W, massima 250 V.

3. - PRESTAZIONI DELLO STRUMENTO.

Con questo strumento l'acquirente di tubi elettronici si pone nello stesso piano, per ciò che riguarda la precisione dei controlli della stessa casa costruttrice.

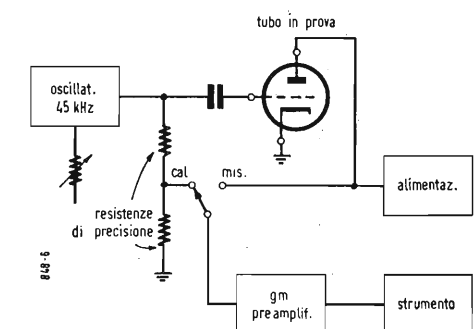



Fig. 3 - Schema semplificato del collegamento del tubo in prova.

Le misure riguardano i normali tubi riceventi per industria e telecomunicazioni e più precisamente:

— del tipo di piccola potenza ed a gas;

— del tipo a catodo caldo;

— i piccoli raddrizzatori a secco del tipo a disco;

— i diodi a cristallo.

Sono possibili due misure di conduttanza sia per la griglia controllo rispetto alla placca che per la griglia soppressore rispetto alla placca.

Si arriva a misurare fino a 100.000 *μA/V* con grande precisione anche perchè è previsto per questa misura un circuito di calibrazione.

Il valore della resistenza del circuito di catodo e di griglia controllo può venir regolato a piacere in modo da avvicinarsi per quanto possibile alle reali condizioni di lavoro.

Le tensioni di alimentazione vengono fornite da due alimentatori stabilizzati elettronicamente che presentano una impedenza interna di 0,1 Ω alla frequenza di 45 kHz impiegata per il controllo della conduttanza mutua.

In tal modo è possibile effettuare con sicurezza il rilievo di caratteristiche, certi che una variazione nelle condizioni di alimentazione di un elettrodo del tubo non provoca alterazione nell'alimentazione degli elettrodi restanti.

Si hanno due alimentazioni di ten-

sione positive, una variabile a piacere da 40 a 300 V con corrente fino a 300 mA per la placca ed un'altra da 20 a 300 V per la griglia schermo con possibilità di regolazione fino a ± 3 % del valore stabilito.

Due tensioni negative variabili da 0 a 100 V con possibilità di regolazione fino all'1 % provvedono invece all'alimentazione della griglia controllo e della griglia soppressore.

La tensione di filamento può venir regolata con precisione nel campo da 0 a 127 V con una corrente fino a 3A.

Per i tubi a riscaldamento diretto in c.c. è disponibile un'alimentazione con un ponte di piastre al selenio livellata convenientemente con delle forti capacità per una tensione fino a 3 V ed una corrente fino a 250 mA.

Le correnti di ogni elettrodo possono venir misurate con buona precisione in una delle ben 7 portate a disposizione dai 3 μA ai 300 mA fondo scala.

Alle sensibilità più elevate provvede un amplificatore di corrente di cui diamo più avanti lo schema. Questo circuito d'altra parte comporta una protezione per lo strumento da 100 μA di cui è corredato l'apparto.

Per effetto dell'errata scelta di una portata a causa di una banale svista la corrente può infatti essere anche di 10-20 volte il valore fondo scala con danno irreparabile per lo strumento a meno che il circuito elettronico interposto, per la limitazione stessa imposta dalle caratteristiche delle valvole, non riduca il sovraccarico al massimo a 2-3 volte il valore fondo scala.

Lo stesso vantaggio si ottiene con il circuito elettronico di amplificazione impiegato per la misura della conduttanza mutua di cui pure forniamo più avanti lo schema elettrico.

Per questa misura si fa uso di una frequenza di 45 kHz. L'amplificatore impiegato per la misura della tensione di uscita dalla valvola sotto esame ha una curva di risposta lineare tra 15 e 150 kHz e per conseguenza in corrispondenza dei 50-60 Hz presenta una attenuazione di 54 dB circa. Con questo artificio non esiste nessun pericolo che un segnale spurio, sia pure debole, proveniente dalla rete possa alterare in qualche modo la precisione delle misure. E la precauzione è giustificata se si pensa che per la misura della portata più elevata di conduttanza mutua 100.000 $\mu A/V$ la tensione di entrata viene ridotta per precauzione fino ad un livello di 25 mV circa.

Lo strumento permette inoltre la misura della caduta di tensione provocata dalla resistenza interna dei tubi, misura questa che ha grande importanza per il controllo del funzionamento dei tubi raddrizzatori di tensione, in particolare i tubi a gas, del tipo a vapori di mercurio così come gli stabilizzatori di tensione ecc.

È pure possibile il rilievo delle ca-

Fig. 4 - Schema elettrico dell'alimentazione stabilizzata.

Fig. 5 - Schema elettrico dell'amplificatore di corrente.

Fig. 6 - Schema elettrico del preamplificatore per la misura della mutua conduttanza.

ratteristiche dirette ed inverse di elementi raddrizzatori a secco e di diodi a cristallo.

Le misure vengono eseguite con un solo strumento, nè si tratta di una disposizione dettata da criteri di economia ma piuttosto di praticità.

In uno strumento di misura relativamente complesso come questo è molto importante eseguire una misura ad una regolazione per quanto possibile le sviste o gli errori banali che possono capitare quando si abbia una nutrita schiera di strumenti davanti agli occhi.

La scala dello strumento (da 100 μA fondo scala) è d'altra parte molto ampia e facile da leggere dato che non ha che due scale di lettura da 0 a 10 e da 0 a 3. Il rapporto ⅓ tra le portate garantisce della precisione delle letture che vengono portate quasi tutte verso il centro scala.

Non possiamo qui intrattenerci dato il poco spazio a disposizione sulla manovra dei numerosi comandi dello strumento.

Facciamo solo presente che essi sono stati studiati accuratamente in modo da rendere facile e spedita la misura. Facciamo notare a proposito che le resistenze addizionali per la misura delle tensioni e gli shunt per la misura delle correnti vengono automaticamente commutati a seconda della regolazione che si deve effettuare per l'alimentazione convenientemente regolata di ogni elettrodo del tubo sotto misura.

Occorre tener presente che lo strumento è stato studiato anche per eliminare un inconveniente abbastanza serio che si presenta nei moderni provavalvole con cui dobbiamo venir spesso controllati tubi di elevatissima pendenza.

Se si hanno collegamenti lunghi ed intricati (come nel caso di molti zoccoli collegati tra loro in parallelo) è facile che i fili di giunzione, presentando una certa impedenza diano luogo ad oscillazioni che compromettono ovviamente la validità delle misure stesse.

Ebbene lo strumento è stato studiato in modo da ridurre al minimo questa eventualità. Gli zoccoli impiegati sono infatti pochissimi ed i vari elettrodi fanno capo ad un certo numero di commutatori (14 in tutto) che scelgono volta per volta i vari circuiti che ad essi competono per ogni tipo di valvola.

Allo scopo di ridurre al minimo i collegamenti i vari zoccoli sono montati su 4 basette che vengono collegate ad innesto nello strumento stesso e vengono fornite naturalmente come normale corredo delle misure.

4. - LO SCHEMA ELETTRICO DELLO STRUMENTO.

Viene fornito con l'apparecchiatura, è ovviamente molto complesso ed occupa uno spazio tale da non consentirne la pubblicazione sulla rivista. Non riteniamo d'altra parte che esso possa interessare seriamente il lettore per il quale hanno importanza solo i criteri veramente nuovi di funzionamento.

Ci limiteremo quindi a riportare gli schemi semplificati di funzionamento e qualche particolare dello schema generale.

In esso si distinguono dal punto di vista dei criteri di lavoro delle parti ben definite cui fanno capo i comandi relativi alle varie misure.

Tali comandi sono rappresentati negli schemi semplificati di fig. 2 e 3 con dei cerchietti in bianco con accanto riportata l'indicazione relativa all'elettrodo da alimentare secondo i dati forniti dalla Casa costruttrice del tubo.

I collegamenti tra queste parti sono per semplicità ridotti all'essenziale ed indicati come unipolari.

Come risulta dalla fig. 2 l'alimentazione a c. a. a 110-115 V perviene al complesso di alimentazione anodica e griglia e di qui si dirama a quello di filamento; ai conduttori di alimentazione anodica e griglia sono naturalmente collegati i comandi relativi alle tensioni di placca, griglia schermo, griglia controllo, soppressore e di conversione. Da questi comandi i cavi si diramano fino a raggiungere il tubo sotto controllo cui fanno capo ovviamente le regolazioni di resistenza catodica, di carico di griglia ed il controllo di corto circuito tra gli elettrodi.

Sempre al tubo sotto controllo fanno capo i collegamenti del circuito di misura della conduttanza mutua e del circuito di calibrazione (vedi fig. 3) entrambi alimentati questi ultimi del generatore a 45 kHz. Per questa misura sono previsti il comando di calibrazione e quelli relativi alla misura della G_m della griglia controllo rispetto alla placca e della griglia soppressore rispetto alla placca.

Per queste misure lo strumento da 100 μ A viene alimentato con un preamplificatore realizzato con 1 tubo doppio 6U8 a due diodi a cristallo 1N60.

Allo strumento fanno pure capo i collegamenti relativi alla misura della tensione e della corrente applicata agli elettrodi.

Le misure di tensione (alta tensione e filam.) sono dirette, quelle di corrente sono ottenute invece tramite un amplificatore di corrente (1 tubo doppio 12AU7) che permette di misurare fino ai 3 μ A fondo scala.

La fig. 3 indica schematicamente le modalità di funzionamento del complesso per la misura della conduttanza mutua.

L'uscita del generatore a 45 kHz può venir regolata, come si vede, in modo da eseguire una taratura che rende lo strumento indipendente dalle fluttuazioni di rete e da qualsiasi altra causa che possa alterare le condizioni di lavoro dell'oscillatore.

Allo scopo un commutatore permette di alimentare il preamplificatore sia con una tensione convenientemente ridotta da un partitore costituito da resistenze di precisione per le operazioni di taratura sia dal circuito anodico del tubo sotto controllo.

Come abbiamo già accennato uno schema relativo a tante e così complesse funzioni non può che risultare come un notevole intrico di fili realizzato sulla carta solo con una speciale simbologia che rende più difficile la comprensione. Anche uno schema funzionale non migliorerebbe forse in questo caso la rappresentazione.

Ci limitiamo quindi a riportare in fig. 4, 5 e 6 gli schemi rispettivamente dell'alimentazione stabilizzata dei circuiti di placca e griglia schermo, dell'amplificatore di corrente e del preamplificatore per la misura della G_m.

Si tratta di circuiti di una certa classe anche se realizzati con criteri ormai convenzionali.

Nello schema di fig. 4 un unico tubo stabilizzatore OA2 alimentato con il ritorno negativo verso massa di una 6X4 fornisce la tensione di riferimento per un pentodo 6AU6 che comanda il circuito anodico di alimentazione e la sezione pentodo di una 6U8 che controlla il circuito di alimentazione di griglia schermo. I tubi che con la loro caduta interna permettono la regolazione di tensione sono rispettivamente una 6CB5 collegata a triodo (griglia schermo collegata alla placca con 120 Ω di resistenza) per prevenire inneschi data l'alta conduttanza mutua) ed una 6CL6.

Le tensioni di uscita sono regolate tramite due partitori da 50 kΩ che polarizzano opportunamente i catodi dei due pentodi amplificatori in c.c. con una tensione stabilizzata.

Qualsiasi variazione a monte (provocata cioè da alterazioni della tensione di rete) agisce su una griglia del pentodo amplificatore mentre le variazioni di tensione dell'elettrodo a valle agiscono su di un'altra griglia (controllo o schermo).

La corrente anodica dei pentodi scorre in resistenze di ben 10 MΩ e tende a correggere l'alterazione di tensione.

Nel circuito anodico di alimentazione la tensione ottenuta tramite la 5U4 non viene livellata da un circuito LC od RC ma semplicemente il ronzio residuo viene ingegnosamente eliminato applicandolo alla griglia delle valvole amplificatrici in c.c. Dal catodo del tubo regolatore infatti il residuo alternato viene applicato con due condensatori da 47.000 pF alle griglie della 6AU6 e 6U8 in modo che esso con opportuna inversione di fase resta applicato ai tubi regolatori che provvedono alla sua cancellazione nel circuito di alimentazione.

In fig. 5 è invece riportato lo schema dell'amplificatore di corrente. In sostanza si tratta di un voltmetro a valvola con circuito a ponte che viene squilibrato con conseguente deviazione dello strumento collegato in placca provocato dalla corrente che provoca una caduta di tensione ai capi delle resistenze di griglia. (Una per ogni portata).

Il segnale applicato in griglia viene pulito di ogni traccia di alternata tramite un circuito RC (3,3 MΩ con 3300 pF). Lo strumento, evidentemente allo scopo di ottenere la massima sensibilità, è stato collegato ai capi dei circuiti anodici di 33 kΩ disposti in serie alle placche delle due sezioni della 12AU7.

La sensibilità dello strumento viene regolata con una resistenza da 7,5 kΩ disposta tra i catodi delle due valvole a ridurre la controreazione catodica.

Il bilanciamento viene invece ottenuto con un potenziometro da 5 kΩ disposto nel circuito anodico. L'alimentazione dello strumento è indipendente e ricavata dalla rete tramite un trasformatore, un raddrizzatore al selenio ed un condensatore da 20 μF 250 V.

In fig. 6 è infine riportato il circuito del preamplificatore costituito da un unico tubo doppio 6U8 disposto come amplificatore in cascata controreazionato di tensione (placca secondo stadio-catodo primo stadio).

Il circuito di misura è disposto come rete di controreazione con un ponte costituito da due diodi e due resistenze.

Ne risulta una notevole linearità di scala nella lettura delle tensioni alternate.

I valori del circuito sono tali da rendere lo strumento lineare solo nel campo dai 15 a 100 kHz circa. Ciò come già si è detto allo scopo di evitare false letture dovute a disturbi, hum, ronzii, provenienti dal circuito di rete.

L'alimentazione del circuito è ricavato dal circuito dei negativi realizzato con la 6X4. Per tale motivo la tensione di placca è ricavata dalla massa ed il circuito di entrata a chiuso verso massa da un condensatore elettrolitico da 20 μF, 500 V.

La classe del progetto oltre che dalla scelta della frequenza di lavoro (45 kHz) è rilevabile anche dalla scelta del tubo 6U8 che presenta una sezione pentodo come primo stadio ed una sezione triodo più che adatta per il ridotto carico anodico che deve portare.

*

Base isolante per circuiti stampati

La General Electric ha posto in commercio un laminato isolante denominato « textolite » destinato ad incrementare la produzione di circuiti elettrici « stampati ». Si tratta di un materiale fenolico, su strati di cellulosa. Il maggior pregio è l'attitudine alla tranciatura, ciò che consente produzioni automatizzate.
Si assicurano inoltre: alta resistenza a flessione ed elevate qualità dielettriche, migliori di quelle dei laminati fenolici di produzione anteriore. La buona translucenza del materiale, permette accurate registrazioni meccaniche e controlli sui circuiti montati. (G.C.)

Strumento Multiplo per Servizio TV

(segue da pag. 15)

mento indicatore del Voltohmmetro elettronico.

5.2.2. - *Amplificatore orizzontale.*

Risposta di frequenza: Da 5 Hz a 500 kHz.

Sensibilità di deflessione: Max 300 mV eff./cm.

Massima tensione applicabile: 5 V c.a. sovrapposti a 500 V c.c.

Impedenza di ingresso: 1 MΩ.

Capacità di ingresso: 30 pF.

5.2.3. - *Asse tempi.*

Frequenza di scansione: Da 15 Hz a 30 kHz in 4 gamme.

Soppressione della traccia di ritorno in tutto il campo di frequenza.

5.2.4. - *Sincronizzazione.*

Tipo di sincronizzazione: Interna positiva, interna negativa, esterna e dalla rete.

Impedenza di ingresso: 0,1 MΩ.

Capacità di ingresso: 30 pF.

5.2.5. - *Regolazione di fase.*

È possibile regolare la fase della tensione a frequenza di rete impiegata per la deviazione orizzontale.

5.2.6. - *Tubo a raggi catodici.*

Tipo 3BP1 ad alimentazione simmetrica con tensione di accelerazione di 1500 V.

5.2.7. - *Alimentazione.*

110... 280 V c.a.; 42÷60 Hz.

Tubi.

(1) 5Y3, (1) EY51, (2) EL41, (1) 6U8, (2) 6AU6, (2) 12AU7, (1) 6AL5, (2) M1, (1) Raddrizzatore al selenio.

5.2.8. - *Accessori in dotazione.*

Cavo di alimentazione tipo C 1.
Cavo di ingresso tipo C 2.
Cavetto di massa tipo C 4.
Cavetti tester (rosso e nero) tipo C 6.
Cavo di ingresso oscilloscopio tipo C 25.
Puntalino P 28.

5.2.9. - *Accessori a richiesta.*

Puntale per alte tensioni tipo P 33.
Sonda per radio frequenza tipo P 51.
Demodulatore tipo P 56.
Cavo tipo C 2 (per demodulatore P 56).

*

Nuovi Particolari Destinati a Incrementare le Vendite di Pile

La Burgess Battery Co. (Freeport Illinois) ha studiato nuove realizzazioni di pile a secco (elementi Leclanchè) per incrementare le vendite, già peraltro assai elevate negli Stati Uniti.
Grosse pile per fari portatili vengono chiuse in involucri ermetici di latta denominati « Metalclad ». Si tende così a far scomparire il vecchio tipo di lampada a gas di benzina o petrolio con reticella Auer. I vantaggi di sicurezza sono evidenti. Si assicurano 40.000 candele nel fascio luminoso. La pubblicità viene diretta specialmente agli utenti di autoveicoli ed alle zone sprovviste di energia elettrica.
Le stesse pile in particolare installazione forniscono luci rosse intermittenti per segnali di pericolo, visibili a circa un miglio. Si assicurano oltre 85 ore di lampeggio.
Le batterie per alta tensione (elementi piatti tipo « wafer » in serie) hanno vita più lunga per la ridotta autoscarica, ottenuta usando zinco purissimo (99,99 %), le cui purezza viene controllata spettrograficamente.
La quantità del biossido di manganese usato quale depolarizzante è perfettamente costante, grazie alla produzione sua con processi chimici. controllati (invece di usare particolari minerali) L'impermeabilità delle singole celle è assicurata da un involucro in sottile film plastico.
La connessione elettrica tra gli elementi in serie è assicurata da una speciale « cera conduttiva » (la silver wax) cera resa conduttiva da polvere di argento) che mantiene il contatto senza speciali artifici (pressione, spine ecc.).
La chiusura esterna è resa ermetica da un contenitore in alluminio e guarnizioni in politene.
Questi importanti miglioramenti hanno permesso la realizzazione di soddisfacenti pile a secco destinate all'alimentazione dei circuiti elettronici a transistori, il cui impiego va diffondendosi. Si ripropone la convenienza di una alimentazione portatile necessaria a molti apparati elettronici che saranno svincolati dalla rete di distribuzione elettrica. Si richiedono speciali caratteristiche di costanza di tensione e di impedenza interna.
Sono in commercio pile a 30 V che forniscono 3 mA per 20-40 fino a 200 ore di servizio continuo. Le dimensioni sono assai ridotte. È possibile in tal modo sfruttare al massimo l'ingombro veramente minimo dei transistori. (G.C.)

Punta di saldatore a stagno

Un nuovo tipo di punta per saldatori elettrici a stagno viene realizzata ricoprendo la normale mazzetta di rame con uno strato di ferro elettrolitico.
Si ha una vita dieci volte maggiore. Infatti oltre allo stagno perso per ossidazione, la punta di rame si scioglie lentamente nella lega di stagno e si consuma. (M. & M. 5-56) (G.C.)

Nuovi accumulatori al cadmio argento

La Società Yardney che ha sviluppato i brevetti Andrè per gli accumulatori allo zinco-argento (a suo tempo descritti su questa rivista) annuncia ora di aver ottenuto notevoli risultati sostituendo allo zinco il cadmio. Sembra che sia assai prolungata la durata (200÷300 cicli di carica e scarica) e la resistenza alla sovraccarica.
La tensione è la normale degli elementi alcalini: 1,2 V/elemento.
L'energia specifica è circa di 65 Wh/kg e 95 Wh/dm³. (JES. 9-56) (G.C.).

Fotorelè di nuova concezione

La Microbalancing Inc. di New York (rappresentata in Italia dalla CEIET di Milano) ha messo in commercio un interruttore fotoelettrico onnidirezionale che controlla 20 A sotto 240 V (a 50÷60 Hz).
Livello luminoso operativo 0,5 fino a 6 foot candle. (G.C).

Elementi di Televisione a Colori

Nei sei articoli precedenti, apparsi tra il Luglio e il Dicembre dello scorso anno, l'A. ha introdotto il lettore all'esame del problema della televisione cromatica, con innegabile perizia e spirito pratico. In questo ultimo articolo si descrive sommariamente un recente ricevitore per TV a colori e si fornisce lo schema elettrico della parte relativa alla riproduzione cromatica dell'immagine.

(parte settima ed ultima)

dott. ing. Antonio Nicolich

13. - DESCRIZIONE SOMMARIA DI UN RICEVITORE PER TV A COLORI.

I ricevitori per TV a colori sono in continua evoluzione; le varianti più importanti sono dovute ai cinescopi tricromici di sempre nuova concezione, che permette una crescente semplificazione dei circuiti riceventi, specialmente dal punto di vista del numero dei tubi elettronici; questo numero è andato sempre diminuendo col progredire della tecnica: dai 42 tubi necessari al tempo del sistema R.C.A. a punti interlacciati di colore, si è passati ai 33 occorrenti col sistema N.T.S.C. usando i cinescopi a maschera, infine si è ulteriormente ridotto a 26 come nell'esempio qui sotto illustrato. Si può esser certi che altre semplificazioni saranno apportate quanto prima col risultato di ridurre il numero dei tubi elettronici di un ricevitore per il colore, ad essere praticamente uguale a quello di un ricevitore per TV in bianco e nero; in tal modo si sarà compiuto un grande passo per la popolarità della TV a colori. Il prezzo di vendita di un ricevitore cromatico resterà tuttavia lungamente assai superiore al prezzo di quello in grigio a motivo del cinescopio tricromico, che per la sua complessità risulta costosissimo.

Passiamo ora a descrivere sommariamente uno tra i più recenti (dicembre 1955) ricevitori RCA di TV a colori, il cui schema elettrico è rappresentato in fig. 78, che utilizza un tubo di 54 cm di diametro (pari a 21″) tipo 21AXP22 e consta in totale di soli 26 tubi elettronici. Copre le gamme vhf ed uhf; è provvisto di convergenza magnetica, di focalizzazione elettrostatica, di un cristallo che controlla la sincronizzazione del colore, di controllo automatico dei colori, di un sistema di blocco del colore, che impedisce di funzionare al canale di crominanza, quando si vuol ricevere un'emissione in bianco e nero. La sezione RF (front end) è analoga a quella di un ricevitore in grigio con alcuni perfezionamenti elettromeccanici. Il gruppo di accordo è a commutatore, anzichè a tamburo come nei modelli precedenti. Speciali circuiti permettono di compensare le starature, che si verificano in seguito a variazioni della polarizzazione del tubo amplificatore RF, per modo che la risposta in frequenza del gruppo di accordo risulta mantenuta in limiti molto ristretti, anche se la suddetta polarizzazione subisce delle variazioni molto grandi. Il convertitore ha la sua uscita accoppiata con un link a bassa impedenza all'entrata dell'amplificatore FI a tre stadi, nel quale foggiando opportunamente la curva di risposta, si effettua il taglio a metà della subportante del colore (attenuazione di 6 dB).

In conseguenza le componenti cromatiche escono attenuate dall'amplificatore FI. I corretti rapporti d'ampiezze fra i segnali di crominanza e di luminanza vengono successivamente ristabiliti da appositi amplificatori di crominanza. La tensione modulata in uscita dall'amplificatore FI viene applicata al rivelatore video costituito da un diodo cristallo al germanio 1N60; la tensione rivelata in uscita del rivelatore perviene all'ingresso del 1° stadio amplificatore video 6CL6; lo schema di fig. 78 inizia appunto da questo tubo; la parte relativa agli stadi RF ed FI non è stata riprodotta, perchè piuttosto convenzionale e priva di particolare interesse; analogamente la fig. 78 non contempla i circuiti del canale sonoro, ma riguarda il gruppo di sintesi ed in particolare i circuiti per la ricomposizione dell'immagine tricromica. Lo stadio a VF alimenta cinque diversi circuiti. Il segnale di luminanza è prelevato dal catodo, mentre dall'anodo si ricavano i segnali di crominanza, di sincronizzazione, di C.A.S. e del suono. Il segnale di luminanza subisce l'amplificazione del 2° stadio amplificatore video, quindi viene direttamente accoppiato ai tre catodi del cinescopio a tre pennelli. La sezione audio è del tipo quasi normalizzato in America e comprende un discriminatore ed i successivi amplificatori convenzionali di AF. Si nota che dal circuito di catodo dello stadio finale audio si ricava una tensione di 140 V, che alimenta le placche dell'amplificatore FI video dei tubi relativi ai circuiti di sincronizzazione e di quelli relativi a tutto il canale audio. Uno stadio invertitore (6U8) assolve la funzione di immunizzare dai parassiti i segnali di sincronismo e i circuiti C.A.S. Al catodo di questo tubo perviene il segnale video completo coi segnali sincronizzanti di fase negativa. L'inversore, è così polarizzato che il suo potenziale di interdizione corrisponde ai picchi di sincronismo; tutti i disturbi che superano in ampiezza il livello delle creste del sincro, vengono amplificati e utilizzati per contrastare se stessi, quando si presentano fra un impulso sincro e l'altro, prima che si inoltrino nell'amplificatore dei segnali sincronizzanti.

Dalla placca del tubo 6CL6 1° amplificatore video il segnale di crominanza viene applicato ad un amplificatore passa banda (6AZ8), che ristabilisce le necessarie relazioni fra le ampiezze fra i segnali di luminosità e di cromaticità. L'amplificazione di questo stadio è controllata da un sistema di controllo automatico del colore (C.A.C.) avente lo scopo di mantenere la saturazione di colore conveniente per il cinescopio; la tensione di C.A.C. è ricavata dal discriminatore di fase. Il funzionamento del circuito C.A.C. è

Fig. 78. - Circuiti inerenti al colore

in un recente ricevitore di TV-RCA.

identico a quello del circuito C.A.F. di un ricevitore in bianco e nero. Il segnale del colore viene amplificato da uno stadio 6AG7, quindi perviene ai demodulatori 12 BH7, i quali forniscono i segnali differenza di colore, l'ampiezza dei quali è sufficiente per alimentare direttamente le griglie del cinescopio, senza bisogno di reinserire la componente continua. Nei demodulatori i due segnali R-Y e V-Y (R = rosso; V = verde; Y = luminanza) appaiono sugli anodi; da essi si ricava il segnale B-Y (B = blu) per mezzo di una matrice che mescola, in opportune proporzioni, i segnali R-Y e V-Y. Si noti che il segnale B-Y così ottenuto è di fase negativa, perciò è necessario rovesciarne la polarità prima di applicarlo alla griglia del blu del cinescopio. Lo stadio selettore del sincro (6U8) provvede a separare il segnale sincronizzante dal segnale composto di crominanza; esso funziona solo in corrispondenza degli impulsi di alta tensione che si verificano durante il ritorno nel circuito di uscita dello stadio finale dell'amplificatore di deviazione orizzontale; tali impulsi portano lo stadio selettore in conduzione. Il circuito eliminatore del colore, composto di una sezione di un doppio triodo 6AZ8, polarizza oltre l'interdizione l'amplificatore passa banda quando ai morsetti di antenna del ricevitore si presenta un segnale video RF non colorato.

Precisamente il funzionamento è il seguente: durante il ritorno orizzontale si forma un forte guizzo negativo, che viene applicato alla griglia dello stadio eliminatore; si produce in conseguenza un impulso positivo sull'anodo dello stesso tubo, sufficiente a provocare una forte corrente di griglia nello stadio passa banda, che passa all'interdizione per la sopravvenuta autopolarizzazione di griglia; lo stadio si conserva in questa condizione per tutto il tempo di andata del dente di sega deviatore, perchè la costante di tempo del circuito di griglia è sufficientemente grande per mantenere la tensione di autopolarizzazione quasi costante fra un impulso e l'altro di ritorno orizzontale.

Quando il segnale sincronizzante ricevuto contiene il gruppetto subportante del colore, il discriminatore di fase genera una tensione negativa, che polarizza quasi all'interdizione lo stadio eliminatore, impedendogli di funzionare; si raccoglie così sull'anodo un debole impulso positivo, che provoca una modesta corrente di griglia dell'amplificatore passa banda, con la formazione di un'autopolarizzazione sufficiente a mantenerlo in condizioni di normale funzionamento; il segnale di crominanza viene allora regolarmente amplificato. Il regolatore del colore è sistemato nel circuito anodico dello stadio eliminatore. Tale controllo regola l'ampiezza dell'impulso positivo di ritorno applicato alla griglia dell'amplificatore passa banda, modificandone la polarizzazione e l'amplificazione. L'effetto di questa regolazione manuale è di variare l'intensità dei colori sull'immagine riprodotta. L'azione del discriminatore di fase in questo ricevitore è convenzionale; il segnale subportante a 3,58 MHz generato dall'oscillatore locale 6AZ8 viene confrontato al gruppetto sincronizzante ricevuto, campione, con la formazione di una tensione continua in uscita di ampiezza dipendente dalla fase relativa dei due segnali confrontati. La tensione continua si utilizza per polarizzare un tubo a reattanza 6AN8 facente parte del circuito accordato dell'oscillatore locale a 3,58 MHz, che viene riportato all'esatta frequenza del treno d'onda subportante ricevuto, giusta il principio del C.A.F.F. Il controllo di tinta è sistemato nel circuito di entrata del discriminatore di fase dell'oscillatore locale alla frequenza subportante; il suo effetto è di variare la fase dell'oscillazione locale fornita al discriminatore. In tal modo si effettua una rotazione degli assi relativi dei colori e si ottiene di variare la tinta corrispondente.

Il generatore rilassatore verticale (6AZ8 montato come oscillatore bloccato) e lo stadio amplificatore finale verticale (6AQ5) sono di tipo classico con l'aggiunta di uno speciale avvolgimento sul trasformatore di uscita che fornisce un segnale a dente di sega a frequenza di trama (60 Hz in America) al circuito di convergenza. Questo avvolgimento è provvisto di due prese dalle quali si derivano delle correnti a dente di sega per il circuito di convergenza verticale. Il circuito di convergenza non richiede alcun tubo elettronico. La convergenza dinamica orizzontale si avvale di onde quasi sinoidali generate da un circuito risonante eccitato da un impulso ricavato dal trasformatore di uscita orizzontale durante il ritorno del dente di sega deviatore. La forma d'onda parabolica occorrente per la deviazione lineare verticale si ottiene per integrazione del dente di sega di corrente fornito dallo stadio amplificatore finale verticale. Il ricevitore è provvisto di un circuito di cancellazione dalle tracce di ritorno orizzontale del pennello catodico sullo schermo di visione; la soppressione supplementare è necessaria, perchè i demodulatori del colore ricevono il segnale composto completo. In conseguenza il gruppetto di onde subportanti di sincronizzazione della crominanza produrrebbe la formazione di una barra gialla durante il ritorno di linea. Il cinescopio tricromico effettua da solo la miscelazione dei segnali di luminanza e di crominanza; il primo viene applicato ai catodi; il secondo viene applicato alle griglie in fase positiva. I regolatori della tinta di fondo sono inseriti nei circuiti delle griglie blu e verde. Le tensioni continue di alimentazione (a parte l'E.A.T. e la tensione incrementata) sono ricavate da due raddrizzatori al selenio, che forniscono: + 250 V; + 380 V e — 20 V.

FINE

(segue da pag. 9)

approssimativa: $L^2{}_M = 8rh$ [42]

Differenziandola si ottiene: $2L_M \cdot \Delta L = 8r \cdot \Delta h$ e ponendo $\Delta L = Z$ si avrà:

$$\Delta h = \frac{L_M Z}{4r}$$

Coi numeri del nostro esempio si ottiene:

$$\Delta h = \frac{1730.54}{4.6400} = 3{,}6 \text{ km}$$

Con questo esempio chiudiamo il nostro studio sul riflettore jonosferico, concepito come una sfera (o la sua parte) concentrica ad un'altra non trasparente. Estentendo lo studio su sfere eccentriche, esso risulterebbe più complicato ed i casi più numerosi. Pero, basandoci su considerazioni svolte nel presente articolo possiamo affermare quanto segue: in una sfera riflettente eccentrica, le proprietà dei singoli punti dipendono dalla loro posizione rispetto alla sfera interna. Alcuni di questi punti riflettenti non possono concentrare una radiazione proveniente dalla superficie della sfera interna, su un altro punto della stessa; altri invece sì; altri ancora sono capaci di esercitare, sulle radiazioni emesse dalla sfera interna, una azione concentrante, qualora la differenza tra il percorso riflesso e quello diretto, o viceversa, è rilevante. Non sembra escluso che a deformazioni in questo ultimo senso, di uno strato jonizzato, siano dovute quelle belle, pur brevi (di 1/2 ora circa), ricezioni TV da lontano che ai vari esperimentatori è capitato osservare dopo i temporali. È noto infatti che esistono azioni reciproche tra zone perturbate e strati jonizzati e pertanto un fenomeno di carattere piuttosto locale, sarebbe in grado di creare condizioni favorevoli alle ricezioni lontane.

Rendendoci conto della molteplicità e complessività dei fenomeni che possono reggere o influenzare i collegamenti su grandi distanze, siamo lontani dalla convinzione di aver esaurito il tema. Crediamo però di aver svolto un lavoro utile, presentando uno degli aspetti più elementari del problema, non per questo noto abbastanza.

*

Transistori per Centinaia di Watt

L'ELETTRONICA si diffonde rapidamente in campi, dove non molti anni fa l'elettrotecnica era considerata arte sottile ed arcana. I transistori a giunzione furono sperimentati per la prima volta nel 1950, nel 1952 venivano prodotti industrialmente ed ora a 5 anni di distanza sono già diffusi in campi

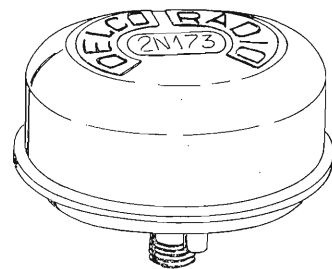



Fig. 1

molto diversi. Si pensi al cammino percorso dal triodo di Lee de Forest prima di arrivare a controllare correnti usate in campo industriale!

La General Motors, il grande cartello che produce circa la metà degli autoveicoli che vengono ogni anno fabbricati negli Stati Uniti, ha al suo servizio una divisione elettronica la DELCO RADIO (Kokomo - Indiana). Qui vengono prodotti su scala industriale (qualche migliaio al giorno) dei transistori di potenza dalle caratteristiche molto interessanti. Essi sono infatti capaci di controllare correnti fino a 12 ampere ed aprono in tal modo, nuove possibilità nel campo dei controlli elettronici industriali.

I transistori DELCO RADIO sono del tipo al germanio, a giunzione P-N-P e sono caratterizzati da alto guadagno e bassa distorsione, anche con uscite elevate. Questo non esclude la possibilità di applicazione

Fig. 2

per bassi e medi livelli di potenza. Le prestazioni ai bassi livelli di potenza anzi superano quelle fornite da altri tipi di transistori per basse potenze.

Elenchiamo qui le caratteristiche principali:

CARATTERISTICHE ELETTRICHE

Proprietà (mis. a 25°C)	2N173 12 V	2N174 28 V
Corrente massima	12 A	12 A
Tensione mass. di coll.	60 V	80 V
Tensione di saturazione (a 12 A)	0,7 V	0,7 V
Guadagno di potenza (classe A, 10 W)	38 dB	38 dB
Frequenza di taglio	0,4 MHz	0,4 MHz
Gradiente termico (della giunzione alla base montaggio)	1,2°C/W	1,2°C/W
Distorsione (classe A 8 W)	5 %	5 %

Ricordiamo brevemente ciò che già stato più diffusamente spiegato a proposito dei transistori.

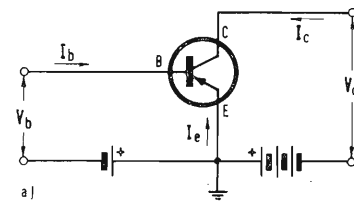



Fig. 3

L'emettitore, la base ed il collettore corrispondono sommariamente al catodo, alla griglia ed all'anodo di un triodo (come viene schematizzato nella fig. 3).

Una piccola potenza di controllo impressa al circuito emettitore-base controlla una grande potenza del circuito di collettore.

Il transistore, a differenza dei tubi a vuoto, ha una resistenza di ingresso notevolmente bassa ed assorbe quindi potenza dal generatore. Va quindi considerato come un amplificatore di potenza.

La vita del transistore è teoricamente illimitata. Tuttavia, in pratica, si è notato che, col tempo, le caratteristiche dei transistori subiscono lievi variazioni. Si viene infatti a formare una via di dispersione tra emettitore e collettore specie nei transistori a giunzione.

Nei primi tipi si aveva una vita di 50.000 ÷ 70.000 ore. Nei tipi più recenti un processo di stabilizzazione, unitamente alla chiusura ermetica, rendono praticamente invariabili le caratteristiche elettriche. *(G.C.)*

tubi e transistori

Fivre - « Manuale dati tecnici tubi riceventi »

La Fivre informa di aver preparato la nuova edizione del « Manuale dati tecnici tubi riceventi », composta da due volumi capaci di contenere tutte le caratteristiche dei tubi riceventi di normale costruzione, tipi in estinzione e aggiornamenti per i nuovi tubi che verranno inseriti nel programma a tutto il 1961. I due raccoglitori verranno messi in vendita all'inizio del 1957 al prezzo complessivo di L. 7000.

Gli acquirenti della nuova edizione avranno diritto a ricevere tutti gli aggiornamenti che verranno pubblicati entro cinque anni, termine previsto per il completamento dei due volumi. *(Tr.)*

Fivre - Transistori

La Fivre ha recentemente comunicato la nuova linea di produzione dei transistori. Essa comprende: i transistori a giunzione per accrescimento n-p-n 2N168, 2N168A, 2N169 e 2N169A; i transistori a giunzione per lega p-n-p 2N123, 2N135, 2N136 e 2N137; i transistori a giunzione p-n-p per stadi d'uscita amplificatori audio 2N186, 2N187, 2N188, 2N186A, 2N187A e 2N188A; i transistori a giunzione p-n-p per stadi pilota per amplificatori audio 2N189, 2N190, 2N191 e 2N192; i transistori a giunzione per diffusione p-n-p 2N43, 2N44, 2N45, 4JD1A17 e 2N43A; i transistori per impiego in regime impulsivo 2N123 p-n-p e 2N167 n-p-n. *(Tr.)*

Marconi 7U4GB - Doppio diodo rettificatore

La MARCONI ITALIANA S. p. A. annuncia di aver realizzato il nuovo tubo elettronico 5U4GB.

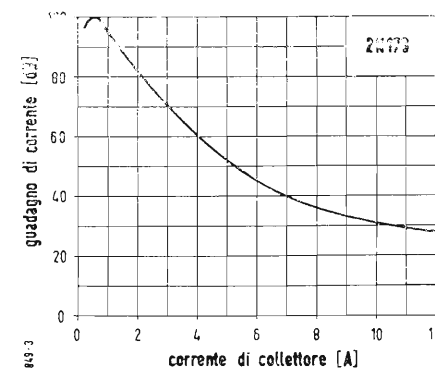
Esso è un doppio diodo a riscaldamento diretto, particolarmente indicato per l'impiego come rettificatore delle due semionde negli alimentatori anodici di quei televisori in cui la corrente continua richiesta supera le capacità dei tubi precedentemente esistenti.

Il tubo 5U4GB copre pienamente le esigenze di alimentazione anodica di qualunque moderno televisore, essendo un solo tubo capace di erogare 300 mA rettificati alla tensione di 290 V, con normali filtri ad ingresso capacitivo. Ne consegue che ove precedentemente erano necessari due tubi rettificatori, con l'adozione del tipo 5U4GB viene realizzata l'economia di un tubo e dei componenti ad esso annessi.

La struttura meccanica del tubo 5U4GB è robusta e compatta: esso è pertanto caratterizzato da particolare resistenza agli urti ed alle vibrazioni.

Questo nuovo rettificatore fa parte della « Serie Preferenziale » della MARCONI ITALIANA S. p. A.; è peraltro da rilevare che esso non sostituisce il tubo 5U4G che continua a far parte della « Serie Preferenziale » e che viene consigliato ogni qualvolta la corrente rettificata richiesta non eccede il valore previsto dai suoi dati massimi di impiego.

Il tubo elettronico 5U4GB è un doppio diodo a riscaldamento diretto, con bulbo tubolare T-12 e zoccolo Octal medio a calice.

Esso è progettato per l'impiego come rettificatore delle due semionde e può fornire una corrente continua rettificata di 300

mA ad una tensione di 290 V all'entrata di un filtro con ingresso capacitivo, e di 348 mA ad una tensione di 340 V all'entrata di un filtro con ingresso induttivo.

Il tubo 5U4GB è inoltre caratterizzato da notevole robustezza meccanica e da limitate dimensioni d'ingombro esterno.

Esso è particolarmente indicato per la utilizzazione negli alimentatori anodici di certi televisori, ove la corrente rettificata richiesta supera il valore di 225 mA ed in tutti quei casi ove si richieda un tubo rettificatore avente elevate prestazioni elettriche, buona resistenza agli urti e vibrazioni e limitato ingombro.

Quando la tensione anodica viene applicata al tubo, se il catodo è caldo ed è impiegato un filtro con ingresso capacitivo, si verificano transitori di corrente anodica di valore tale da sottoporre il tubo a pericolose sollecitazioni, che ne compromettono la vita e ne riducono la sicurezza d'impiego.

È pertanto essenziale proteggere il tubo contro questo effetto, detto di « commutazione a caldo », con l'adozione di circuiti anodici aventi una sufficiente resistenza, in modo da limitare la massima corrente di picco al valore di 4,6 A per anodo durante i cicli che seguono l'applicazione della tensione anodica.

Per applicazioni in cui si ha normalmente commutazione a caldo, si raccomanda la adozione di circuiti filtro con ingresso induttivo. Tali circuiti limitano i transitori d'attacco a valori, che non superano quelli della corrente di picco anodica di funzionamento del tubo. (*Tr.*)

Philips - Tubi e componenti per circuiti di deviazione a 90°

La Philips ha posto in distribuzione un opuscolo di 96 pagine nel quale sono raccolti i dati generali e di impiego dei tubi AW 43-80, AW 53-80, MW 53-80, PL36 e PCL82 oltre che dei tubi PY81, DY86 ed EY86.

Nelle ultime trenta pagine dell'opuscolo sono raccolte informazioni utilissime relative alle bobine di deviazione, alla loro costruzione, ai circuiti elettrici di impiego e ai circuiti base dei tempi. (*Tr.*)

RCA 2N206 - Transistore a giunzione per audio frequenze

È un transistore a giunzione del tipo a lega *p-n-p* studiati per applicazioni in amplificatori audio in apparecchiature militari.

Il 2N206 è a chiusura ermetica in custodia metallica con copertura esterna isolante e terminali flessibili.

Viene costruito con una eccezionale stabilità e uniformità di caratteristiche anche dopo invecchiamento. È in grado di superare cicli termici e climatici in ambienti umidi. In un circuito normale del tipo a emettitore in comune, il 2N206 presenta un rapporto di trasferimento di corrente pari a 47; un guadagno di potenza alle AF di 46 dB; un fattore di rumore di 9 dB e una dissipazione massima di collettore di 75 mW a 25 °C. (*Tr.*)

RCA 2N269 - Transistore a giunzione per circuiti di commutazione

È destinato a circuiti di calcolatori elettronici, circuiti a porta, circuiti flip-flop, a media velocità di commutazione e basso livello.

Il 2N269 ha una corrente massima di emettitore di 100 mA, una corrente massima di collettore di 100 mA.

Inoltre presenta una uniformità di caratteristiche eccezionale e una stabilità eccellente, anche dopo invecchiamento.

Il 2N269 viene costruito con chiusura ermetica in custodia metallica isolata e terminali flessibili. (*Tr.*)

RCA 3WP1, 3WP2, 3WP11 - Tubi per oscilloscopi a r.c.

Sono tre tubi oscilloscopici con schermo di 3 pollici con fuoco e deflessione elettrostatici ad elevatissima sensibilità di deviazione.

Hanno schermo piatto con superficie utile di almeno 7 cm e lunghezza massima di 29 cm circa.

Il 3WP1 impiega un fosforo a media persistenza, di uso comune. Il 3WP2 impiega un fosforo a lunga persistenza, mentre il 3WP11, a breve persistenza, trova applicazione nella registrazione fotografica dei fenomeni elettrici.

Le caratteristiche del cannone elettronico sono curate in modo da mantenere una ottima focalizzazione su tutto lo schermo e per un ampio campo di variazione della corrente del fascio. (*Tr.*)

RCA 6AW8-A - Triodo-pentodo per ricevitori di TV

Il 6AW8-A è composto di due sezioni: un triodo ad alto mu e un pentodo a interdizione rapida a catodi separati. Esso è studiato per una ampia gamma di applicazioni nei ricevitori di TV.

La sezione pentodo è utilizzabile in modo particolare quale amplificatore video, amplificatore FI video, amplificatore a controllo automatico di guadagno. La sezione triodo può trovare impiego quale amplificatore, separatore o tosatore di segnali di sincronismo, oppure quale invertitore di fase.

Il 6AW8-A è simile al tubo 6AW8, ma ne differisce per la miglior linearità a basse tensioni anodiche e per una più elevata conduttività (9 mA/V). Inoltre il 6AW8-A ha una corrente di accensione di 600 mA e una inezia termica costante, che ne rendono possibile l'impiego in ricevitori con tubi ad accensione in serie. (*Tr.*)

RCA 6CQ8 - Triodo-tetrodo convertitore

È un tubo miniatura a 9 piedini destinato in particolare a ricevitori di TV con FI a 40 MHz.

Il 6CQ8 ha accensione a 450 mA e inerzia termica costante in vista del suo impiego in ricevitori con tubi ad accensione in serie.

Esso ha due sezioni a catodi distinti: un triodo a medio mu (40) e un tetrodo a interdizione rapida.

La sezione triodo è impiegabile non solo come oscillatore locale VHF ma anche quale amplificatore RF, invertitore di fase e separatore di sincronismi. La sezione tetrodo può essere utilizzata oltre che come convertitore (e in questo caso è particolarmente favorevole per l'elevata linearità di conversione) anche come amplificatore audio o amplificatore FI video. (*Tr.*)

RCA 6CZ5 - Tubo di potenza

Noto in particolare per l'impiego negli amplificatori di deviazione verticale nei ricevitori di TV utilizzanti cinescopi con angolo di deviazione, secondo una diagonale, di 110° e tensioni di accelerazione fino a 18 kV, il 6CZ5 presenta una tensione anodica massima di picco positivo di 2200 V e una corrente catodica picco di 140 mA, con una dissipazione anodica massima di 10 W.

Grazie alla elevata sensibilità di potenza e l'alto rendimento, il 6CZ5 può essere impiegato con vantaggio negli stadi di uscita audio di radio ricevitori e ricevitori di TV. In circuiti push-pull, è di ottimo impiego in amplificatori di alta fedeltà. In classe AB, si possono ottenere 21,5 W con una distorsione totale di solo l'uno per cento, con una tensione anodica di 350 V e una corrente anodica di riposo di 46 mA. (*Tr.*)

RCA 21CEP4 - Cinescopio a 110° di deviazione

Dopo i cinescopi a 90° di deviazione ecco uno a 110°. Le caratteristiche meccaniche principali sono: diagonale di 21 3/8" (pari a circa 52 cm); profondità circa 14 cm meno dei corrispondenti cinescopi a 90°; diametro del collo di soli 28,5 mm. Queste caratteristiche consentono, a parità di altre condizioni, un montaggio molto più compatto e sopratutto l'impiego di un giogo di deviazione di maggior sensibilità e quindi una potenza di deviazione di poco superiore a quella richiesta da un tubo a 90°.

Elettricamente il 21CEP4 impiega un cannone elettronico di nuovo progetto, che migliora la focalizzazione dell'immagine su tutto lo schermo e che non richiede trappola ionica. La focalizzazione è elettrostatica a bassa tensione e la deviazione, come si è detto, è magnetica. Lo schermo è alluminizzato. Per tensioni di accelerazione superiori a 16 kV è consigliato l'uso di uno schermo protettivo contro l'emissione di raggi *X*. (*Tr.*)

RCA 5725 - Pentodo a interdizione rapida

È un tubo simile al 6AS6, destinato sopratutto per impiego in apparati mobili. Entrambe le griglie 1 e 3 hanno caratteristica ripida e possono essere impiegate quali elettrodi di controllo.

La realizzazione è particolarmente curata dal punto di vista meccanico oltre che da quello elettrico si che il tubo rientra nella serie detta « premium ». (*Tr.*)

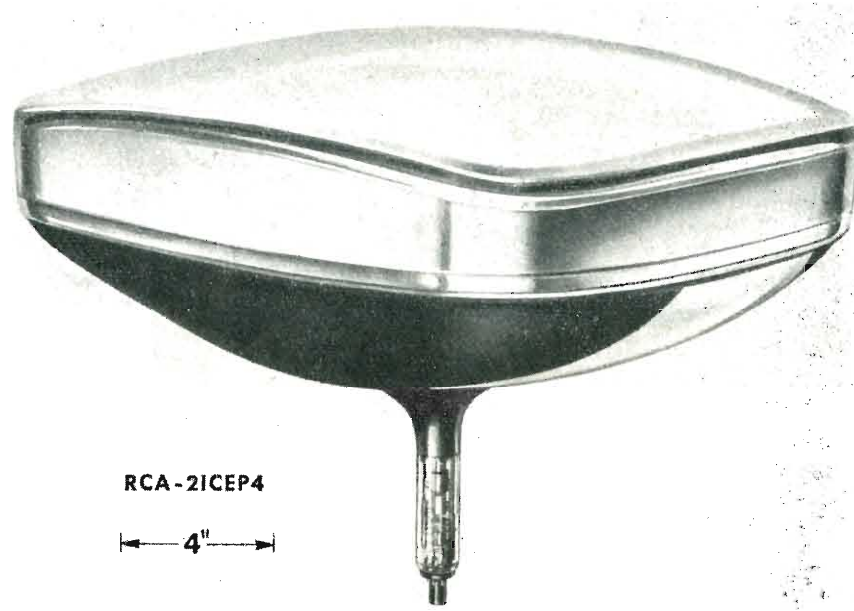
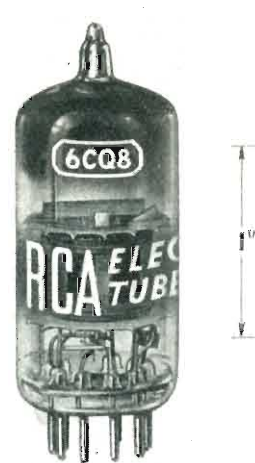
RCA - Tubi per TV con accensione a 450 mA

La RCA ha annunciato alla fine di novembre una serie di 15 nuovi tubi riceventi per apparecchi TV con filamenti a 450 mA. Tutti i tubi, facenti parte di questa serie hanno filamenti di ugual inerzia termica allo scopo di ridurre al minimo gli sbilanciamenti di tensione che possono aver luogo all'accensione.

A parte queste caratteristiche i quindici tubi corrispondono ai prototipi qui sotto segnati:

4AU6 (V_f = 4,2 V, I_f = 0,45 mA) equivalente al tubo 6AU6; 4CB6 (V_f = 4,2 V) = = 6CB6; 4DT6 (V_f = 4,2 V) = 6DT6 tutti miniatura 7 piedini.

5BQ7-A (V_f = 5,6 V) = 6BQ7-A; 6AM8-A (V_f = 6,3 V) = 6AM8; 6AQ5-A (V_f = = 6,3 V) = 6AQ5; 6AT8-A (V_f = 6,3 V) = = 6AT8; 6CG8-A (V_f = 6,3 V) = 6CG8; 6U8-A (V_f = 6,3 V) = 6U8; 8AW8-A (V_f = 8,4 V) = 6AW8-A; 8CG7 (V_f = = 8,4 V) = 6CG7; 8CM7 (V_f = 8,4 V) = = 6CM7 tutti miniatura 9 piedini.

17AX4-GT (V_f = 16,8 V) = 6AX4-GT octal 6 piedini; 17BQ6-GTB (V_f = 16,8 V) = = 6BQ6-GTB/6CV6, octal 7 piedini; 17DQ6-A (V_f = 16,8 V) = 6DQ6-A, octal 7 piedini. (*Tr.*)

La costruzione dei televisori in Polonia

Come risulta da un recente fascicolo della rivista polacca Radioamator (novembre 1956), p. 3), la produzione del primo stabilimento polacco per la costruzione di televisori, costruito nel corso del 1955 in Varsavia, sta per superare le 2500 unità annue. Si tratta attualmente d'un televisore denominato Vistola, predisposto per la ricezione di un canale solo (59,25 MHz video, 65,75 MHz audio), comprendente 18 valvole più 4 diodi a cristallo e un cinescopio circolare 12", di provenienza sovietica. L'apparecchio è costruito su licenza sovietica e corrisponde, come abbiamo già constatato su queste pagine (settembre 1956 p. 413), al modello Avanguardia. Il prezzo di vendita è fissato a 4000 zloty, in contanti, o 4200, a rate. Secondo il cambio ufficiale, queste cifre corrisponderebbero a 333 e 350 dollari rispettivamente.

Inoltre sono in preparazione modelli con cinescopi rettangolari di 14", 17", 21" e uno per proiezione su schermo grande. Del primo di questi modelli è imminente l'inizio della produzione di serie. Si tratta d'un modello denominato Belvedere e di cui si sa soltanto, oltre alle misure del cinescopio, che per la sua alimentazione non si ricorrerà ad un trasformatore classico, e che l'apparecchio sarà munito di un commutatore per 12 canali, compresi quelli per le radioaudizioni a MF. Questi dati bastano però per avanzare le seguenti tre ipotesi:

1) che al televisore Belvedere verrà applicato il selettore unificato sovietico (noto ai nostri lettori) e che l'intero apparecchio corrisponderà al modello sovietico Unione (anch'esso noto ai nostri lettori);

2) che si ha l'intenzione di esportare questa produzione (nell'URSS?);

3) che per la rete TV e MF polacca si prevede uno sviluppo abbastanza rapido, per giustificare l'adozione di un selettore con canali così numerosi.

Dall'articolo citato risulta inoltre che una buona parte dell'equipaggiamento degli stabilimenti di Varsavia, oltre che sovietica, è di provenienza francese. *O. Cz.*

Problemi della TV discussi in Norvegia

Il Consiglio Radiofonico (Kringkastingradet) norvegese riunitosi a Oslo il 26-27 ottobre ha discusso, tra l'altro, problemi riguardanti l'introduzione della TV in Norvegia. Dopo ampio dibattito è stato votato un ordine del giorno nel quale, dato atto dell'avvenuta discussione sulla relazione presentata dalla Commissione speciale per la TV, il Consiglio Radio si associa ai voti ed alle proposte della Commissione stessa e approva il progetto della Radio norvegese per l'esercizio televisivo da organizzarsi in collaborazione con il Ministero del Culto e della Pubblica Istruzione. *(r.tv.)*

Ancora sull'aumento del canone TV in Francia

La Commissione Parlamentare per la Stampa francese ha ascoltato il Ministro alle Informazioni, Gérard Jacquet, il quale ha ricordato la sua intenzione di insistere sulla richiesta di aumento del canone televisivo, indispensabile, a suo avviso, per migliorare la qualità dei programmi e prolungare la durata degli orari. Il Ministro ha precisato che i telespettatori saranno chiamati a decidere sull'opportunità di un provvedimento del genere e che sarà tenuta nel debito conto l'opinione in tal senso liberamente espressa. *(r.tv.)*

Programmi della TV tedesca

Pedagogi e insegnanti tedeschi si sono trovati d'accordo nell'approvare la realizzazione di un programma televisivo ad esclusivo uso delle scuole. Di tale realizzazione si occupa la «Società per la Radio-TV nelle scuole». Vi saranno per ora due serie di programmi dedicate rispettivamente ai giovani dagli 11 ai 14 anni ed a quelli dai 14 ai 17 anni. Le trasmissioni avverranno due volte al giorno, per la durata di 15-20 minuti. *(r.tv.)*

Mostra radio-TV in Gran Bretagna

Dall'8 all'11 aprile del corrente anno, la città di Londra allestirà una Mostra della Radio e delle parti staccate. Per la prima volta, questa annuale esibizione prenderà il nome di «Mostra della Radio e delle parti staccate elettroniche». *(r.tv.)*

Collaborazione televisiva tra i paesi scandinavi

Si sta elaborando il progetto per realizzare una collaborazione in campo televisivo tra i quattro Paesi Scandinavi. Tale progetto verrà ampiamente discusso nel corso della Conferenza del Consiglio Nordico che si terrà nel prossimo febbraio a Helsinki. In modo particolare si cercherà di realizzare il collegamento con l'Eurovisione, a cui è allacciata per ora la sola Danimarca. Verrà studiato anche il progetto russo di un collegamento televisivo con la Finlandia. *(r. tv.)*

Inaugurazione della TV a Melbourne

Il Primo Ministro australiano, Menzies, ha inaugurato il 18 novembre la stazione televisiva di Melbourne, allestita a tempo di primato in concomitanza con i Giochi Olimpici. Il Capo del Governo nel suo discorso inaugurale ha detto che i programmi della TV australiana saranno senz'altro uguali o migliori di quelli di altre nazioni ben più vecchie in fatto di esperienza televisiva. Il Presidente dell'Australian Broadcasting Commission, Sir Richard Boyer, aveva precedentemente dichiarato che l'ABC farà del suo meglio per assicurare dei programmi che siano il più possibile convenienti per la visione entro le pareti domestiche. *(r. tv.)*

La TV ad Haiti

La prima società televisiva della Repubblica haitiana è stata fondata a Port-au-Prince e si chiama «Société Haitienne de Télévision» Gli Stati Uniti forniranno le attrezzature degli impianti che funzioneranno anche da relais tra gli USA e il Sud America. *(r. tv.)*

Inizio delle trasmissioni TV in Finlandia

La prima stazione televisiva della Finlandia ha iniziato le trasmissioni sperimentali dalla Torre Olympia di Helsinki. Si tratta di un impianto americano della RCA, di una potenza sufficiente ad irradiare a 30 km di distanza. *(r. tv.)*

Sul valore pedagogico della radio-TV

L'anziano prof. Marcel Jouhandeau, intervistato dalla RTF sul valore pedagogico della Radio-TV, si è espresso negativamente per quanto riguarda la Radio, affermando che gli alunni prestano poca attenzione all'insegnamento impartito con questo mezzo. Tuttavia il suo giudizio è stato positivo per quanto riguarda la Televisione: un mezzo d'insegnamento, egli ha detto, che, se ben impiegato, può dare dei buoni frutti. *(r. tv.)*

Singolare effetto delle telecronache sportive in Canadà

George Retzlaff, produttore della TV canadese, ha dichiarato recentemente che le telecronache sportive nel suo paese hanno sensibilmente incrementato l'affluenza del pubblico agli stadi. Per talune manifestazioni, dopo tre soli mesi di telecronache si è registrato un aumento delle vendite dei biglietti d'ingresso sino a 20.000 unità per una manifestazione. *(r. tv.)*

Costo di un «minuto televisivo» nei vari paesi europei

Secondo il D. Express, un portavoce ufficiale della TV britannica della BBC avrebbe rivelato che i migliori spettacoli di varietà televisivo costano circa 2 lire-sterline per ogni minuto di trasmissione (pari a Lire 3.500). Il calcolo è stato fatto su di un tipico programma d'arte varia, del quale non si è rivelato il titolo, il cui costo complessivo è stato di lire-sterline 3.721 per mezz'ora di trasmissione.

Presso la RTF, secondo quanto nota il settimanale tedesco «FFF Press», il costo di ogni minuto di trasmissione è raddoppiato quest'anno rispetto al 1955. Le spese del servizio tecnico, d'altra parte, sono costate alla RTV 2 miliardi di franchi più dello scorso anno.

Il settimanale di Berna «Schweizer Radio Zeitung» afferma che la TV svizzera riesce a trasmettere buoni e interessanti programmi con mezzi modesti se confrontati con quelli di altre nazioni. Un minuto di trasmissione televisiva costa in Gran Bretagna, al cambio, Fr. sv. 440; in Germania, Fr. sv. 200-300; in Olanda, Fr. sv. 76, mentre in Svizzera il costo è di soli Fr. sv. 50. *(r. tv.)*

Un'aspetto della torre metallica supportante le antenne, del Centro Nazionale di Studi delle Telecomunicazioni francese, di una delle stazioni ripetitrici del Ponte TV Parigi Rouen.

Ecco la teleamera portatile costruita dalla CSF. Il pubblico italiano la ricorderà nelle dimostrazioni d'impiego, effettuate a Roma nel corso della Rassegna internazionale di Elettronica.

Assegnato il Premio Nobel 1956 per la fisica agli inventori del transistore

Gli Stati Uniti hanno visto questo anno cinque loro scienziati onorati con il Premio Nobel, massimo riconoscimento internazionale del valore degli studi e delle scoperte compiute dall'uomo nel campo della scienza. Il Premio Nobel 1956 per la medicina, come è noto, è stato assegnato di recente a due medici americani e ad uno inglese. La Reale Accademia delle Scienze ha annunciato il 1° novembre che il premio Nobel 1956 per la Fisica è stato assegnato a tre scienziati americani, William Shockley di Pasadena (California), John Bardeen, di Urbana (Illinois) e Walter H. Brattain, di Murray Hill (New Jersey), che hanno collaborato, lavorando presso i laboratori della Bell Telephone Company, all'invenzione ed al perfezionamento dei transistori che si sono rivelati di rivoluzionaria importanza nel campo dell'elettronica, della radio e dei telefoni. I transistori sono infatti dei microamplificatori che assolvono praticamente tutte le funzioni delle valvole nel campo dell'elettronica e nel campo delle comunicazioni occupando uno spazio minimo negli impianti.

Walter H. Brattain, nato in Cina nel 1902, ha studiato presso le Università dell'Oregon e del Minnesota e lavora presso la Bell da quasi trent'anni, dedicando la sua attività soprattutto alle ricerche nel campo della termojonica. William Shockley, nato a Londra nel 1901, giunse in America nei primi anni dell'infanzia e studiò presso l'Università della California laureandosi in tecnologia. Nel 1936 entrò alla Bell dove diresse le ricerche sui transistori. Attualmente egli è con la Beckman Instruments Corporation ove dirige un reparto che porta il suo nome ed i cui laboratori studiano le proprietà dei semiconduttori. John Bardeen, nato nel 1908 e laureatosi presso l'Università del Wisconsin, è attualmente docente di fisica presso l'Università dell'Illinois, ad Urbana. Egli è ben noto nel mondo degli scienziati per le sue ricerche sul germanio e su altri semiconduttori.

Contemporaneamente l'Accademia ha assegnato il Premio Nobel 1956 per la chimica ad uno scienziato inglese, il prof. Cyril Hinshelwood dell'Università di Oxford, e ad un russo il prof. Nikolai Semyonov dell'Università di Mosca, per le ricerche sul meccanismo delle reazioni molecolari a catena che tanto importanza hanno avuto per l'industria delle materie plastiche ed anche nelle ricerche atomiche. I due scienziati hanno svolto separatamente il loro lavoro ma si sono sempre tenuti in corrispondenza per ben 25 anni, informandosi reciprocamente dei risultati raggiunti.

I premi furono assegnati agli scienziati da Re Gustavo di Svezia il 10 dicembre a Stoccolma. *(u. s.)*

Pilota automatico per i razzi di lancio del satellite artificiale

La Minneapolis Honeywell Regulator Company ha annunciato di recente la costruzione del primo pilota automatico per i razzi destinati a lanciare nelle loro orbita i satelliti artificiali in costruzione negli Stati Uniti per l'Anno Geofisico Internazionale. Compito del pilota automatico sarà quello di guidare i lunghi razzi a forma di proiettile nell'ascesa dal terreno di lancio di Cocoa Beach, in Florida.

A differenza dei normali sistemi di controllo da terra dei razzi, nel pilota costruito tutto si svolgerà automaticamente. Tre giroscopi inseriti nel sistema saranno regolati in modo da impedire che il razzo si sposti dalla traiettoria assegnata sia rotando che inclinandosi o cambiando direzione. Ciò sarà ottenuto secondo lo stesso principio utilizzato nella guida di un fuoribordo, ove l'intero motore viene rotato per cambiare la direzione della barca.

Gli esperimenti con i razzi per il lancio del satellite hanno avuto inizio, a quanto annunziato, nel corso di dicembre. Il razzo adoperato sarà dello stesso tipo di quello utilizzato per il lancio del satellite artificiale nello spazio. Si tratta, come è noto, di un razzo composto, della lunghezza complessiva di 21,6 m; la terza parte di esso si trasformerà anche essa in un satellite che girerà intorno alla terra alla velocità di circa 28.800 chilometri orari. Questa parte non resterà però a lungo nella sua orbita in quanto la sua forma non glielo permetterà. *(u. s).*

Lampade fluorescenti per illuminazione di miniere

Le autorità minerarie governative americane hanno approvato nei giorni scorsi, dopo una serie di precisi ed attenti collaudi, un nuovo sistema di illuminazione per miniere di carbone, basato sull'impiego di lampade fluorescenti ad accensione istantanea.

Il nuovo tipo di impianto consente la massima sicurezza anche in quelle miniere ove siano presenti miscele di gas esplosivi e polvere di carbone. Il circuito comprende gruppi di illuminazione costituiti da due lampade tubolari fluorescenti affiancate, sistemate entro un tubo di materia plastica trasparente di 457 mm di lunghezza e 152 mm di diametro.

Durante i collaudi condotti alla presenza delle autorità, sono stati infranti alcuni tubi fluorescenti in ambiente saturo di gas e di polvere di carbone, senza che ne siano risultate esplosioni.

Sinora l'unica fonte luminosa di cui era autorizzato l'impiego nelle miniere di carbone era costituita dalle lampade elettriche disposte sugli elmetti individuali di protezione dei minatori e dei fari del macchinario minerario. La mancanza di una adeguata illuminazione ha praticamente ostacolato lo sviluppo della produzione e può essere considerata tra le cause principali degli incidenti di miniera. *(u. s.)*

Reti di stazioni per le osservazioni sui satelliti artificiali

Il Ministero della Difesa statunitense ha annunciato, negli ultimi giorni di ottobre, che una rete di dieci stazioni radio verrà istituita negli Stati Uniti, nella zona dei Caraibi e nell'America Latina per seguire il satellite artificiale lanciato dagli Stati Uniti durante l'Anno Internazionale Geofisico 1957-58 e per raccogliere tutti i dati scientifici a ciò inerenti.

Queste stazioni, denominate «Minitrack» permetteranno agli scienziati di identificare la posizione esatta del satellite in qualsiasi località del mondo e di raccogliere inoltre i segnali trasmessi dalle attrezzature radio in esso installate trasmettendole immediatamente ai centri di ricerca a Washington.

Come è noto, il satellite sarà lanciato nella sua orbita dalla base aerea Patrick in Florida, in un periodo ancora non precisato tra il luglio 1957 e il dicembre 1958.

Le stazioni saranno costruite da tecnici dell'Esercito della Marina e dell'Aeronautica Americana che provvederanno anche al loro funzionamento; enti dei paesi dell'America Latina in cui saranno dislocate alcune di queste stazioni collaboreranno all'impianto e al funzionamento di esse.

Le località in cui tali stazioni saranno istituite è stata approvata durante una recente riunione del Comitato per l'Anno Geofisico Internazionale tenuta a Rio de Janeiro. Il criterio di scelta si è basato sulla posizione longitudinale delle varie località. Una stazione sorgerà nell'Isola di Antigua, nelle Indie Occidentali Britanniche; due in Cile, a Santiago e Antofagasta, ed altre all'Havana e a Quito, nell'Ecuador. *(u. s.)*

Allo studio presso la General Electric nuovi strumenti di misura per sommergibili atomici

La General Electric Corporation ha annunciato recentemente che la Marina Militare americana le ha affidato l'esecuzione di un programma per la realizzazione di nuovi strumenti supersensibili per sommergibili a propulsione atomica, che comporta una spesa di 350 mila dollari (circa 219 milioni di lire).

Un portavoce della compagnia ha precisato che gli strumenti occorrenti per la misura delle temperature, della pressione e del livello liquido nel circuito di raffreddamento dei reattori propulsivi, debbono funzionare con un affidamento e una sensibilità molto superiori a quelli richiesti nella strumentazione ordinaria attuale e in condizioni di elevate radiazioni per lunghi periodi senza riparazioni. *(u. s.)*

Studio sulla TV a Circuito Chiuso

L'avvento dell'elettronica nell'industria che si è sviluppato compiutamente in questi ultimi anni anche in Europa, ha portato come conseguenza l'impiego della televisione con funzioni di controllo, comando a distanza e sicurezza di lavorazione, L'introduzioue di questo interessante sistema di controllo è avvenuto molto più tardi di altri sistemi elettronici a causa del successivo sviluppo della tecnica televisiva, che, solo da pochi anni, ha raggiunto un grado di perfezione tale da permettere l'installazione di impianti relativamente semplici a prezzi accessibili anche alle medie industrie.

Gino Nicolao

(parte prima)

1· - INTRODUZIONE.

Lo sviluppo della TVI (Televisione Industriale) ha i suoi precedenti negli Stati Uniti, dove studi ed applicazioni sperimentali di apparecchiature di questo tipo vennero eseguiti fino al 1938-39. Era quella l'epoca in cui cominciava l'interesse delle società commerciali e di quelli di radiodiffusione, alla televisione circolare, determinato in particolare dallo sviluppo dei nuovi tubi di Zworykin: gli iconoscopi, che venivano presentati sul mercato costruiti in serie. Un certo impulso agli studi nel campo della televisione a circuito chiuso, ed alla realizzazione di piccoli e semplici apparecchi da ripresa televisiva, sia per il servizio su cavo sia per l'impiego in unione ad un trasmettitore di mole ridotta, venne dato dallo scoppio della guerra, e dalla necessità di studiare delle speciali apparecchiature per uso bellico.

Successivamente anche l'avvento delle ricerche su larga scala nel campo dell'energia atomica contribuì notevolmente allo sviluppo del sistema televisivo di controllo a distanza, necessario alle condizioni particolari di lavoro che assai spesso impongono di controllare a distanza fenomeni e reazioni, per non sottoporre l'uomo al pericolo diretto delle radiazioni e delle eventuali esplosioni nucleari, pur su piccolissima scala, che si potrebbero verificare nei laboratori.

Alla fine della guerra vennero immesse sul mercato del « surplus » delle piccole telecamere per uso militare, (aeronautico) che possono senz'altro considerarsi primi esemplari delle moderne telecamere per televisione industriale.

Nel 1946 cominciarono ad apparire nelle riviste americane degli articoli dedicati alla televisione a circuito chiuso, oppure alla televisione impiegata con scopo di telecontrollo e telecomando. Zworykin descrisse sulla rivista della RCA un apparecchio televisivo per la televisione a bordo degli aerei, riferendosi ad un impianto completo di televisione per aereomobili, munito di telecamera con iconoscopio classico, di generatore degli impulsi di sincronismo e delle correnti di deflessione semplificato, e di trasmettitore di piccola potenza per la irradiazione del segnale video. La differenza tra i primi esperimenti di laboratorio e quest'ultimo studio si rende evidente e permette di valutare lo sforzo compiuto dai progettisti per portare la complessa apparecchiatura televisiva classica, ad un punto di semplicità di manovra e di realizzazione molto grande.

A questi apparecchi speciali seguirono i primi impianti espressamente costruiti per il campo industriale con l'impiego di piccoli iconoscopi, di image orthicon, di supericonoscopi, e realizzati in modo da permettere una grande semplicità di manovra, un forte grado di sicurezza di funzionamento, con dimensioni d'ingombro molto ridotte. La nascita del Vidicon (piccolo tubo da presa molto sensibile e di costo relativamente basso) concluse la prima fase della storia della televisione industriale, aprendo nuove vie alla estensione dei campi d'applicazione. Questo tubo, giunto ad una perfezione notevole e costruito anche in versione miniatura, permise la realizzazione di impianti molto compatti, di manutenzione semplice e di consumo ridotto, accessibili inoltre a più vaste categorie industriali, con indiscutibili vantaggi effettivi.

La TVI è concepita essenzialmente per concedere l'osservazione a distanza di fenomeni, lavorazioni o scene in movimento, che non si possono osservare direttamente perchè pericolose, in zone inaccessibili all'uomo oppure semplicemente per poter controllare, da un unico posto di osservazione, diversi ambienti o macchine, reazioni, strumenti e fenomeni. Può essere necessaria anche per permettere l'osservazione contemporanea a più persone su schermi di diverse grandezze, di immagini altrimenti non osservabili direttamente, come quelle microscopiche, o simili.

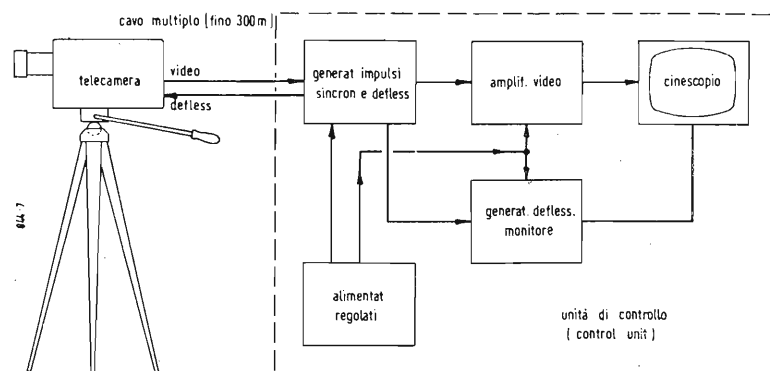



Fig. 1 - Schema a blocchi di un impianto di televisione industriale.

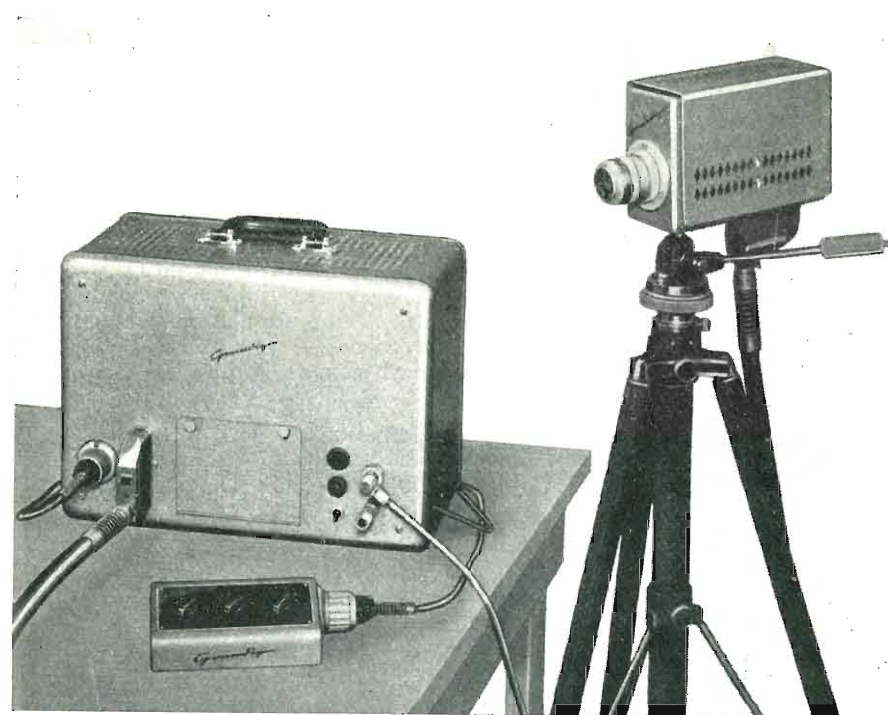



Fig. 2 - Tipico impianto di televisione industriale con standard di 625 righe non interlacciate (Grundig).

Si possono riassumere i diversi campi in cui la televisione industriale è di mpiego necessario o conveniente; essi sono:

— Osservazioni di scene distanti dalla normale sede dell'operatore (controllo di reparti, controllo di produzione con risparmio evidente di tempo).

— Osservazione di scene in locali non accessibili (controllo di reattori nucleari, di lavorazione degli esplosivi, ecc.).

— Controllo di sicurezza nel campo dell'industria (turbine a gas, bruciatori, ecc.).

— Osservazione nello stesso locale di scene tra loro distanti, sia contemporaneamente che separatamente, su più schermi o su uno schermo unico.

— Trasmissione a più operatori di una scena di piccole dimensioni, nel campo della microscopia, telechirurgia, didattica.

— Comando a distanza di apparecchi aerei, missili, con l'interposizione — in questo caso — della trasmissione via radio del segnale video.

— Regia e riporto di battuta nei teatri e negli stabilimenti cinematografici.

— Pubblicità con trasmissioni televisive su cavo nei grandi magazzini.

— Trasmissione a distanza di informazioni, nelle banche, nelle stazioni ferroviarie, nei centri di smistamento.

Le possibilità offerte dalla Televisione industriale sono già abbastanza evidenti dai vari punti ai quali abbiamo accennato, ma molti altri campi sono ancora poco noti, e saranno inevitabilmente invasi dal controllo televisivo via via che il mezzo si affinerà.

Uno di questi è il campo molto importante delle riprese scientifiche o a scopo di ricerca, effettuate con telecamere speciali a tenuta stagna, che possono essere calate sott'acqua ad una profondità variabile a seconda delle esigenze. Già alcuni esperimenti erano stati fatti in Inghilterra per il controllo delle chiglie delle navi, delle eliche, ecc., senza richiedere la necessità di un ricovero in bacino di carenaggio, o l'intervento di un palombaro. Successivamente la telecamera subacquea è stata impiegata per le ricerche del sommergibile scomparso « Affray » e del « Comet » inabissatosi presso l'isola d'Elba, con successo evidente.

2. - INSTALLAZIONE E LORO CARATTERISTICHE.

Abbiamo già accennato rapidamenee alle varie possibili applicazioni della televisione industriale e vogliamo qui estendere la nostra indagine ai casi più comuni, in cui l'impianto di TVI può essere considerato di notevole ausilio per il perfezionamento della lavorazione o per il completo controllo di un ciclo di produzione. Probabilmente la più ovvia applicazione è quella che accentra il controllo di più punti, tra loro molto distanti, in un unico posto di osservazione centralizzato. È completamente indifferente in questo caso che i punti stessi siano costituiti da zone chiave di una linea a catena, o da pannelli di strumenti; quello che ha importanza è la « supervisione », da parte di un tecnico di fiducia, dell'intera rete di punti delicati di una determinata fabbrica. Un altro caso è quello di permettere l'esame di un'immagine senza distrarre l'occhio dal pannello di comando, come sarebbe necessario, altrimenti, in molti casi. In alcune trafilerie americane, ad esempio, una telecamera è installata al di sopra del piano scorrevole, dove giunge la barra d'acciaio, e controlla il suo giusto ingresso nella trafila, inviando l'immagine su un piccolo schermo (9 pollici), che si trova sul banco di comando del tecnico addetto alla lavorazione. Come si sa, la barra corre ad una velocissima andatura sui rulli trasportatori, ed è incandescente; assai spesso nella sua corsa non imbocca esattamente il canale della trafila, per cui si contorce e « spazza » violentemente il tratto di terreno circostante prima di fermarsi. Una permanenza vicino al posto di passaggio, per quanto generalmente esistano reti di protezione è molto pericoloso; d'altra parte anche un esame da lontano non permette di avere un'esatta cognizione della situazione in caso di piccole deviazioni, e, conseguentemente, ha scarsa utilità. L'introduzione della televisione industriale migliora anche le condizioni di lavoro dell'operaio, in quanto la sua residenza può essere spostata ed egli può essere isolato dal locale, e nella cabina può essere convogliata aria condizionata. Il suo rendimento, in queste condizioni, viene ad essere naturalmente molto elevato, e gli « scarti di trafileria » molto ridotti.

Un esperimento di questo genere, presso la trafileria della Fiat di Torino, è stato eseguito nel 1955 con ottimo successo, ed ha dimostrato l'indubbio vantaggio del sistema. In Italia però molti dirigenti industriali sono contrari ad un'introduzione di impianti televisivi di controllo, perchè dubitano della loro continuità di funzionamento, in quanto elettronici. Questa prevenzione limita il campo all'industria nazionale, che non può in molti casi, seguire di pari passo la riduzione dei costi determinata dall'automazione, di cui anche i circuiti televisivi industriali sono un espressione.

Un altro tipico esempio di installazione TVI è quello della Centrale termoelettrica di Piacenza. In questo impianto sono previste delle telecamere che controllano il funzionamento dei bruciatori delle caldaie. Le immagini televisive sono trasmesse a distanza per mezzo di un cavo, e sono ricevute in un piccolo « monitore », il cui schermo è incorporato nel centro del quadro di comando della centrale stessa. Le telecamere installate sono protette dall'intenso calore per mezzo di una ventilazione ad aria forzata, ed un dispositivo automatico le sposta istantaneamente in posizione di sicurezza, qualora il raffreddamento venga a mancare.

L'impianto descritto non è molto recente, ma è notevolmente efficace e permette una sicurezza di lavorazione delle più alte (fig. 3).

La tecnica elettronica ha avuto un impiego sempre più vasto, in questi ultimi anni, in tutte quelle lavorazioni che comportano dei rischi per il personale, e nelle quali è necessaria una estrema precisione di controlli, siano essi semplicemente effettuati attraverso strumenti, siano essi ottici od acustici. Era quindi evidente che la Televisione Industriale dovessa entrare anche nelle fabbriche di esplosivi, non come ausilio alla lavorazione in sè, ma come strumento umanitario, capace di porre al sicuro le vite umane senza privare di un occhio vigile la sequenza delle operazioni. All'ausilio della TVI è ricorsa la tecnica della fabbricazione degli esplosivi, per risolvere un grosso problema sociale, particolarmente vivo in questo delicatissimo settore della produzione. Che cosa significhi e che rischio comporti lavorare a quotidiano contatto con esplosivi, come la nitroglicerina e derivati, è inutile spiegare. Gli addetti alla lavorazione devono calzare scarpe con suola di gomma o di pezza e non possono portare addosso, quando sono vicini alle macchine, oggetti metallici di qualsiasi specie.

Una semplice forcina per capelli, che cadesse nella macchina, potrebbe generare una scintilla fatale, così come potrebbero provocarla una chiave o una moneta, o l'attrito del pavimento con un chiodo di una suola di cuoio.

Pur con tutte queste precauzioni, il pericolo di un'esplosione incombe sempre sugli uomini, specie nelle due fasi più delicate della lavorazione; il « petrinaggio » (o mescolazione della nitroglicerina con fissatori inerti), e l'incartucciamento della dinamite. L'impastamento o « petrinaggio » deve essere compiuto sotto controllo, in modo che si possano osservare irregolarità nella pasta, i grumi, le eventuali variazioni di colore e la presenza di oggetti estranei; il che richiede la presenza di uomini fin nella fase più pericolosa: l'avvio delle macchine. Quante volte uno scoppio lacerante aveva annunciato la disintegrazione di operai addetti al lavoro, quante volte — dalla apertura della fabbrica — era stata inumata al cimitero una piccola cassetta, con un pugno di terra, unici resti di un lavoratore ridotto a nulla dall'esplosione! La televisione industriale ha risolto questo problema, e — primo nel mondo — lo stabilimento Montecatini di Avigliana ha installato un telecomando completo, con telecamere in ognuna delle quattro grotte in cui si trovano le impastatrici, mentre il tecnico addetto alla lavorazione è protetto da una distanza di qualche centinaio di metri, e da una spessa trincea di terra e cemento armato (fig. 4).

Il vantaggio della nuova installazione è stato dimostrato da un'esplosione, verificatasi sei mesi dopo l'inaugurazione dell'impianto. Una telecamera è stata l'unica vittima: nessun morto, nessun ferito, nonostante la violenza dell'esplosione di ben 300 kg d'esplosivo.

Il campo di applicazione della TVI non è limitato a queste sole applicazioni. Negli Stati Uniti ha trovato applicazione nella ricerca atomica e nucleare, in versioni speciali stereoscopiche, nelle stazioni di smistamento ferroviario, per il controllo a distanza dei treni in manovra da parte del capo movimento, nelle cliniche, per il controllo di preparati senza la necessità della continua osservazione al microscopio (telemicroscopia) ed infine in versione a colori, per le ricerche chirurgiche e l'insegnamento in questo campo.

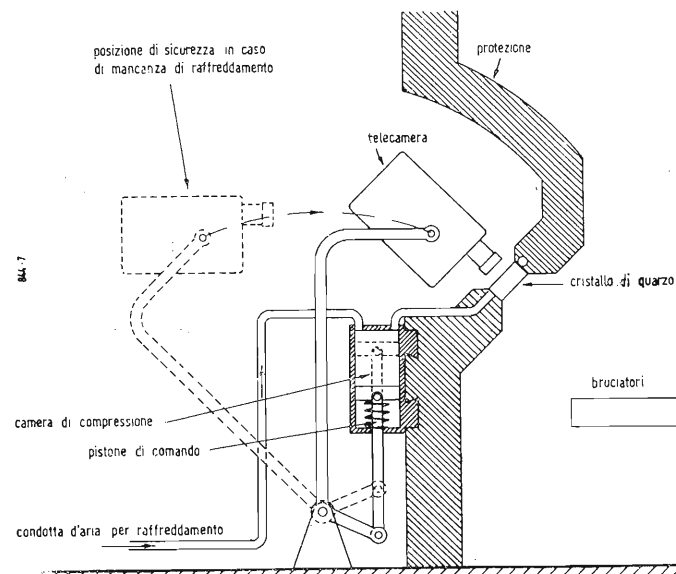



Fig. 3 - Controllo dei forni bruciatori nella centrale termoelettrica di Piacenza.

Da questi esempi d'applicazione, risulta chiaro che la TVI ha lo scopo preminente, nell'industria, di permettere un'accelerazione del ritmo lavorativo, una riduzione di personale con conseguente diminuzione dei costi di produzione, e di ridurre od eliminare i pericoli di determinate lavorazioni. Essa deve inserirsi in un ciclo produttivo come ausiliaria, senza esporre la produzione stessa al pericolo di un arresto o di un funzionamento irregolare; deve quindi avere un coefficiente di sicurezza molto elevato, essere di facile manovrabilità, di semplice installazione e di manutenzione pressochè nulla.

L'ingombro di un impianto di Televisione Industriale deve essere ridotto, in modo che l'intero apparecchio sia facilmente spostabile, e possa seguire le eventuali mutazioni nella fabbrica o nella linea di produzione; deve avere una sensibilità elevata, per non richiedere sistemi di illuminazione, che, oltre ad essere costosi, potrebbero arrecare disturbo al personale; ed infine il costo d'esercizio e d'impianto devono essere compatibilmente bassi.

3. - ELEMENTI COSTITUENTI UN IMPIANTO DI TELEVISIONE INDUSTRIALE.

Il più semplice impianto di ripresa televisiva a circuito chiuso è costituito da una telecamera collegata ad uno speciale ricevitore-unità di comando. La telecamera provvede a tradurre l'immagine in impulsi elettrici, dopo averla esaminata sequenzialmente punto per punto secondo lo standard adottato. Da essa il segnale video, assieme a due segnali di « sincronismo » che assicurano l'esatta simmetria dell'esplorazione dell'immagine sul tubo da presa e della sua riformazione sul cinescopio, viene inviato al ricevitore-unità di comando, che contiene — oltre agli amplificatori video ed al cinescopio — gli alimentatori, i generatori di deflessione e quelli di sincronismo. La telecamera industriale è molto più piccola di quella per telediffusione, ed in generale non contiene nè un tubo visore di controllo, nè i circuiti di alimentazione del tubo da presa e quelli di deflessione.

La telecamera è in genere una piccola cassettina a forma rettangolare, le cui dimensioni variano moltissimo da tipo a tipo, e che porta, fissata anteriormente, la sede per uno o più obbiettivi, e, posteriormente o in basso, la presa multipla del cavo di alimentazione.

Sul lato inferiore è fissato un supporto filettato, adatto ad essere assicurato ad un treppiede con testa panoramica, di tipo cinematografico. Il cavo uscente dalla telecamera, contiene un numero molto elevato di conduttori, e tre o quattro cavi coassiali; esso fa capo al ricevitore — unità di comando, e può avere una lunghezza variabile tra 3 metri e 300 metri, a seconda delle esigenze dell'impianto. L'unità di comando stessa può presentarsi in due versioni: semplice (e cioè escludente il tubo ricevitore o monitore) e completa (cioè comprendente anche la sezione di osservazione). Il caso più comune è il primo, in cui il centro di comando è costituito da una cassettina metallica, con gli interruttori d'inserzione, i comandi della telecamera e le lampadine spia di controllo, mentre il ricevitore o « monitore » è separato, e collegato ad esso per mezzo di un opportuno cavo.

La fig. 5 illustra un monitore-pilota, un apparecchio cioè che in un unico cofano assomma le parti componenti il monitore ed il centro di comando della telecamera. Il tubo impiegato in questo apparecchio è da 7 pollici.

Negli impianti in cui il monitore è costruito in unità separata si aggiunge ad esso un'altra sezione, chiamata « pilota » perchè provvede ad accentrare sia i comandi a distanza della telecamera, che i circuiti generatori delle scansioni, oppure i generatori degli impulsi di sincronismo. Nel pilota o nel monitore-pilota sono anche presenti gli alimentatori (uno o più d'uno) che forniscono le tensioni anodiche necessarie al funzionamento delle valvole della telecamera, e le accensioni locali. Assai spesso il trasformatore d'accensione dei filamenti delle valvole della telecamera e del tubo da presa, si trova allogato direttamente in una scatola di derivazione o box, nelle immediate vicinanze della telecamera stessa. Questo consente di ridurre la sezione dei cavi necessari alla alimentazione dei filamenti, senza provocare per questo cadute di tensione eccessive, o comunque superiori alle normali tolleranze previste. È evidente che questa soluzione assume particolarmente importanza per le telecamere che contengono tanto i circuiti di deflessione (che impiegano in genere 4 o 5 valvole, di cui due di potenza), quanto il preamplificatore video (da tre a cinque valvole), in quanto il consumo delle accensioni in esse è notevolmente maggiore di quello delle telecamere più piccole in cui sono presenti i soli circuiti relativi alla preamplificazione del segnale video.

Accessorio agli impianti di TVI è un piccolo trasmettitore, che è presente dove si vogliano utilizzare i televisori normali in sostituzione od in aggiunta al monitore standard. Esso è anche naturalmente usato in tutti quei casi in cui non è possibile collegare il posto d'osservazione con il posto dove viene effettuata la ripresa, come ad esempio nel caso del controllo televisivo dei missili radioguidati.

Il trasmettitore non è generalmente realizzato in un'unità separata, ma è contenuto nel « pilota » oppure nella telecamera, essendo naturalmente di piccolissime dimensioni.

Fig. 4 - Banco di comando con televisione industriale (Montecatini).

Lo schermo del monitore è generalmente da 9 pollici, ed è impiegato un tubo a deflessione magnetica. Esistono però molti impianti che adoperano per monitore uno schermo da 14 o 17 pollici (Kay-Lab. - Fernsehe - Radio Allocchio-Bacchini) montato direttamente sull'unità di comando.

Più spesso il « monitore » è costituito da un normale ricevitore televisivo limitato alla sezione video e sincronismi ed inserito in un mobile metallico; in questo caso le dimensioni dello schermo divisione possono raggiungere anche i 27 pollici. Per determinate esigenze può anche essere usato — per la riproduzione delle immagini di un circuito televisivo chiuso — un ricevitore a proiezione su medio e grande schermo.

Fig. 5 - Monitore-pilota, contenente il tubo visore di 8 pollici e tutti i circuiti necessari al funzionamento della telecamera. In basso si trovano i comandi del monitore e quelli a distanza della telecamera (Istituto Radiotecnico di Milano).

4. - TRASMISSIONE DI UNA IMMAGINE.

Prima di addentrarci nella descrizione dei principali elementi di un impianto di televisione industriale, e dei circuiti in esso impiegati, vogliamo soffermarci un po' nel principio di trasmissione di un'immagine con i sistemi moderni. Un sistema televisivo ha due funzioni principali; la prima delle quali è quella di tradurre un'immagine, ottica in una serie di impulsi elettrici e la seconda delle quali è di amplificare questi impulsi senza incorrere in distorsione alcuna, e tradurli nuovamente in immagine luminosa.

Il principio moderno per ottenere queste due condizioni è quello di generare, per mezzo di un tubo da presa, una trasformazione di un'immagine ottica in un'immagine elettrica, esplorare questa immagine per mezzo di un fascetto elettronico in rapido movimento, ed utilizzare gli impulsi elettrici così ottenuti dall'esame punto per punto dell'immagine per produrre eguali variazioni di luminosità su un tubo ricevente: il cinescopio.

Evidentemente per scomporre l'immagine in tanti punti è necessario conferire al fascetto elettronico esploratore un movimento, che deve essere esattamente *sincrono* con quello del fascetto esploratore del cinescopio, in modo da far sì che ogni impulso luminoso possa agire — variando con la sua intensità — sul valore di luminosità del cinescopio, esattamente nello stesso punto geometrico in cui avviene la lettura sul tubo da presa.

Abbiamo cioè la *dissezione* dell'immagine secondo due fattori: *l'intensità del segnale ed il tempo*, per cui il segnale video può essere rappresentato da un diagramma, in cui sull'asse delle ascisse sia riportato il *tempo* (di una riga o di un quadro) e su quello delle ordinate *l'intensità* del segnale video nel singolo punto. L'asse delle ascisse, nel caso del diagramma rappresentante una riga, rappresenterà in altre parole il percorso del fascetto elettronico esploratore visto nel *tempo*, mentre quello delle ordinate indicherà la tensione (e cioè, per modulazione po-

sitiva, l'intensità di luce) di ogni singolo punto esplorato (fig. 6).

Un sistema televisivo a blocchi è illustrato nella fig. 7. Esso consiste in un tubo da presa *A*, sul quale è focalizzata l'immagine da riprendere per mezzo di un obiettivo *O*. Un sistema di deflessione magnetica *B* conferisce al fascetto elettronico proveniente dal termocatodo del tubo da presa il movimento orizzontale e verticale di esplorazione dell'immagine, ed il segnale video risultante è prelevato ai capi della resistenza di carico del tubo da presa, R_c. Segue un amplificatore di *video puro*, che amplifica il segnale proveniente dal tubo da presa, ed è collegato ad un *mescolatore* che inserisce nel segnale video i segnali di sincronismo. L'uscita di questo mescolatore è collegato ad un ulteriore amplificatore, denominato amplificatore di *video composito*, dal quale esce un segnale capace di pilotare un monitore, o di andare a modulare un trasmettitore. Nel caso del monitore (linea tratteggiata) il segnale viene amplificato, e da esso vengono separati i segnali di sincronismo che sono inviati ai circuiti di deflessione del cinescopio. Il segnale video invece viene fatto pervenire direttamente alla griglia di questo tubo per la modulazione del fascio elettronico. Nel caso del trasmettitore, il segnale *video composito* passa ad un modulatore ed un trasmettitore, e di qui, per via radio, giunge al ricevitore televisivo.

Fig. 7 - Schema di principio di un sistema base per televisione a circuito chiuso.

Fig. 6 - Aspetto dell'analisi di una riga in un sistema televisivo normale.

Questo in linea di principio, un sistema televisivo ricevente-trasmittente, come può essere considerato un circuito televisivo industriale. La definizione dell'immagine ottenuta è determinata dal numero delle linee e dei punti singoli che costituiscono l'immagine trasmessa; negli impianti moderni si hanno sistemi da 250 a 819 linee, con un numero di elementi trasmessi singolarmente che vanno da un minimo di 100.000 ad un massimo di 300.000.

La caratteristica di un'immagine trasmessa con il sistema televisivo descritto è data dal numero delle linee di scansione, che definiscono le caratteristiche di risoluzione dell'immagine. Nel caso di un impianto televisivo normale lo standard è praticamente quello del paese in cui esso è installato; sappiamo che lo «standard» europeo è di 625 righe, quello americano di 525 e così via; questi dettami sono dovuti a convenzioni internazionali, importanti per la possibilità dell'unificazione delle costruzioni e per la possibilità di scambio tra i vari paesi dei programmi televisivi.

Nel caso della televisione industriale non ci sono limitazioni o indirizzi che possano influenzare la scelta, dato che ogni impianto è un circuito a sè, che è in grado di funzionare indipendente da qualsiasi altro apparecchio; è vero però che generalmente si tende ad unificare la definizione e lo standard degli apparecchi industriali, a quella del paese in cui sono costruiti. Conseguentemente si può affermare che gli standard attualmente in uso nel campo della TVI sono i seguenti:

262 linee, per impianti sperimentali o a basso costo, americani;
312 linee, per impianti europei di tipo normale;
525 linee, per gli impianti U.S.A. di buona qualità, moderni;
625 linee, per gli impianti europei di buona qualità, moderni;
819 linee, per gli impianti francesi;
420 linee, per gli impianti inglesi, realizzati per uso interno o anteriori al 1952.

5. - RISOLUZIONE DELL'IMMAGINE.

Si dice «risoluzione» dell'immagine il numero degli elementi che possono essere trasmessi da un determinato sistema televisivo, e, di conseguenza, il grado di definizione che può essere ottenuta da un determinato impianto. Evidentemente. considerando di avere un tubo da presa capace di dare una risoluzione di 200.000 elementi, ed un cinescopio capace di non introdurre un abbassamento di questa risoluzione, la nostra «qualità» d'immagine dipenderà dallo «standard» adottato, cioè dal numero di linee trasmesse.

Partendo da un impianto a 250 linee, noi otterremo una trasmissione di un certo numero di elementi, che andrà via via aumentando fino ad una trama, per esempio di 625 linee, alla quale si sarà raggiunto il punto massimo di definizione. Salendo oltre questo limite non si avrebbe nessun vantaggio effettivo, ma solo apparente, poichè una maggior analisi non potrebbe aumentare il massimo numero degli elementi singolarmente trasmessi.

Con determinati tubi da presa è quindi inutile raggiungere «standard» molto elevati per l'impossibilità di disporre elementi di sezione sufficientemente piccola da costituire un «mosaico» esattamente uguale alla definizione. È il caso dell'iconoscopio (il 5527 per esempio) ha un limite di trasmissione di 250 linee, ma — essendo a deflessione elettrostatica è facile passare a 312 ed anche 625 linee. A 312 linee si noterà un miglioramento, ma a 625 linee, per quanto sia possibile avere un'illusione di migliore definizione, data dall'aumentato numero di linee sullo schermo del monitore, (specialmente se questo è grande), si noterà una specie di «flou» nell'immagine, cioè un effetto di sfocatura o di nebulosità, su immagini molto piene di particolari. Passando poi, a parità di condizioni ad un'immagine ripresa con un «vidicon», si avrà l'esatta sensazione della differenza.

In linea generale si possono dare i seguenti dati, relativi ai tubi da presa più in uso:

Tubo	Limite
Iconoscopio a deflessione elettromagnetica	limite 450 linee
Iconoscopio a deflessione elettrostatica	limite 300 linee
Supericonoscopio normale	limite 700 linee
Supericonoscopio speciale	limite 900 linee
Vidicon per TVI (6198)	limite 500 linee
Vidicon per trasmissioni circolari (6326)	limite 650 linee
Resistron selezionato	limite 650 linee
Staticon normale (Pye)	limite 500 linee
Image orthicon norm.	limite 600 linee
Image orthicon selezionato	limite 900 linee
Supericonoscopio alta definizione (sperimentale)	limite 1200 linee.

È evidente che i dati riportati — forniti dalle caratteristiche delle varie case costruttrici dei tubi da presa — si riferiscono non alla massima *deflessione* che può essere impartita al fascetto elettronico esploratore (che è praticamente limitata solo dalle caratteristiche del giogo), ma alla possibile risposta dello schermo sensibile (target) nelle migliori condizioni di sensibilità del tubo stesso.

I dati si possono considerare orientativi poichè variano, nella stessa serie, da tubo a tubo, che esiste generalmente in tre categorie, chiamate rispettivamente: prima scelta, seconda scelta e terza scelta (offerte naturalmente a prezzi molto diversi).

La risoluzione dell'immagine non è però soltanto dovuta al tubo da presa ed allo standard impiegato nell'impianto, ma anche alla banda passante dell'amplificatore video, che deve essere proporzionato alla risposta in frequenza dei segnali provenienti dal tubo da presa, e che dipende dal numero di linee trasmesse.

La risposta in frequenza di un sistema televisivo è dipendente dalla velocità con la quale l'informazione deve essere tradotta. Le frequenze video generate dal tubo da presa, sono cioè funzione della velocità con la quale il fascetto elettronico viaggia esaminando i singoli elementi dell'immagine. Quanto più velocemente questi elementi vengono esplorati, tanto più alte sono le frequenze generate, poichè gli impulsi che rappresentano l'intensità luminosa sono generati in un tempo minore. Per poter riprodurre immagini in movimento ed evitare spiacevoli effetti di persistenza dell'immagine o di trascinamento è necessario lavorare con frequenze di quadro comprese tra 20 e 60 Hz, in modo che vengano trasmesse un egual numero di immagini al secondo. Sappiamo che in pratica l'immagine non è trasmessa istantaneamente, ma in un susseguirsi di segnali nel tempo. Più sono questi elementi, o più sono le linee da trasmettersi, tanto più rapidamente deve spostarsi il fascetto elettronico per poter coprire l'intera superficie del quadro nella frazione di secondo concessa dal numero dei quadri stessi. Per esempio, se si raddoppia il numero delle linee di analisi di un quadro, la qualità dell'immagine risulterà migliorata, ma la velocità del fascetto elettronico dovrà essere doppia, per poter coprire l'analisi di un numero doppio di righe rispetto a prima, nello stesso tempo di quadro. Per questo motivo è necessario che l'amplificatore che segue il tubo da presa abbia una possibilità di amplificare linearmente tutte le frequenze, dalle più basse alle più alte, per poter realizzare un'esatta riproduzione dell'immagine.

Vi è una relazione definita tra il numero delle linee e dei quadri di una immagine e la risoluzione di essa. e in essa tanto la frequenza di linea che quella di quadro devono essere tenute in considerazione separatamente. Benchè sia opinione generale che un buon sistema televisivo debba avere un'analisi di quante più linee possibile, ed anche una risposta alle frequenze alte quanto maggiore possibile, le condizioni ottime di prestazione tecnica e di costo, fanno sì che ci si debba accontentare di un compromesso. A parte le considerazioni fatte in precedenza a proposito delle capacità risolutive dei tubi da presa, ed ammesso di poter impiegare quanto di meglio sia stato realizzato dalla tecnica moderna, la risoluzione verticale viene aumentata dall'aumento del numero delle linee attive di scansione, con il conseguente aumento della velocità del fascetto esploratore e quindi della frequenza limite superiore del sistema amplificatore video.

Per prendere un esempio, supponiamo di avere un sistema televisivo a 400 linee, 40 quadri e 400 elementi per linea. Prendendo in considerazione un periodo di ritorno normale potremo supporre che il fascetto elettronico impieghi a percorrere una linea (ed i 400 elementi che la compongono) un tempo uguale a 50 μsec. Ora se sulla linea esplorata si trovano due elementi contigui di diversa illuminazione, la massima frequenza che dovrà passare dall'amplificatore video sarà corrispondente al tempo impiegato dal fascetto a scandire (o leggere) questi due elementi. Questo periodo potrà essere ottenuto dalla formula:

$$\frac{X}{2} = \frac{50}{400}$$

$$X = 0{,}25 \ \mu\text{sec}$$

Conseguentemente la frequenza sarà uguale a:

$$F = \frac{1}{0{,}25 \times 10^{-6}} \qquad F = 4 \text{ MHz}$$

Quindi l'intero dettaglio che può fornire una scansione di 400 linee può essere ottenuta soltanto facendo uso di un canale video di 4 MHz. A questo limite dovrà arrivare l'amplificatore di telecamera, l'amplificatore video del trasmettitore e quello del ricevitore o monitore. Se ora mantenendo costante il numero di quadri a 40 si decidesse di aumentare il numero delle righe, portandolo, ad esempio ad 800, la velocità del fascetto elettronico d'esplorazione ne risulterebbe duplicata e la banda passante necessaria nell'amplificatore video del sistema dovrebbe essere di 8 MHz.

Queste considerazioni tengono conto della risoluzione *Verticale*, ma quando si voglia ottenere una risoluzione complessiva molto migliore è necessario aumentare anche gli elementi singoli che possono essere trasmessi per ogni riga. Considerando quindi di avere a disposizione un tubo da presa di caratteristiche ideali, si potrà portare il numero degli elementi trasmissibili per ogni riga da 400 ad 800. In tal caso la durata del segnale determinato dal passaggio del fascetto elettronico su due elementi contigui di diversa illuminazione dovrà avere una durata metà del caso precedente, per cui la banda passante necessaria sarebbe di ben 16 MHz per una perfetta riproduzione dell'immagine.

È però da tener presente che nel caso di una scansione di 625 linee, la trasmissione di 400 punti elementari per linea richiederebbe un tubo capace di una risoluzione totale di ben 250.000 elementi, raggiungibile con super iconoscopi, image orthicons, ma generalmente non superabile. In questo caso la banda passante sarebbe inutile fosse estesa oltre, perchè non si potrebbero ottenere apprezzabili miglioramenti della definizione orizzontale. Ciò non è invece applicabile al caso di un impianto funzionante, con un tubo vidicon, a 312 linee. In questo campo, potremo ottenere un miglioramento notevole dell'immagine, in senso orizzontale, aumentando la banda passante, che sarebbe richiesta da questo standard (circa 3 MHz), ad esempio fino a 4,5 MHz. Il dettaglio dell'immagine sarebbe in tal caso notevolmente migliorato, per cui l'immagine potrebbe reggere al confronto di un'analoga a 625 linee, in cui si avesse un taglio di frequenza più basso. Molti costruttori si sono basati su queste considerazioni nel realizzare degli impianti a 312 linee (Frequenza di quadro 50 Hz, Frequenza di riga 15.625), denominati spesso a 625 linee benchè impropriamente, per l'impiego delle stesse frequenze di scansione orizzontale e verticale di un apparecchio standard a 625 linee.

Qui, le frequenze verticale ed orizzontale sono libere, per cui l'interallacciamento è casuale, e la media di linee presenti sullo schermo oscilla tra un minimo di 312 ed un massimo di 450. La banda passante richiesta sarebbe di circa 4,5 MHz, ma la si estende sovente oltre i 6 MHz, per migliorare la risoluzione dell'immagine e compensare la perdita di risoluzione in senso verticale, dovuto al ridotto numero di linee. Assai spesso apparecchi di questo tipo reggono favorevolmente il confronto con immagini interallacciate a 625 linee, ottenute con complessi che non hanno una risposta superiore a 4 MHz (come avviene il più delle volte). È infatti da tener presente che in un ricevitore TV normale, oltre alla risposta dell'amplificatore RF ed a quella del convertitore, dello stadio di frequenza intermedia e dell'amplificatore video, sono molto importanti, ai fini della banda passante, anche la sintonia e la banda passante dell'antenna... non sempre esattamente controllabili, anche ammettendo che alla trasmissione sia presente tutto il dettaglio convenuto nelle norme dello standard adottato. In conclusione, per la risoluzione di un'immagine televisiva,

contano in ordine d'importanza i seguenti fattori:

1) Risoluzione verticale.

2) Risoluzione orizzontale, o numero degli elementi trasmessi, per ogni riga.

3) Banda passante dell'amplificatore video, sia in trasmissione che in ricezione.

4) Dimensioni fisiche della sezione del fascetto elettronico di analisi sul tubo da presa.

5) Dimensioni fisiche del fascetto elettronico di sintesi sul cinescopio.

La risoluzione di un'immagine potrà quindi essere aumentata, considerando di avere un tubo da presa ed un cinescopio ideali, con le seguenti operazioni:

1) Aumentando il numero delle linee di esplorazione, e quindi la definizione *verticale*.

2) Aumentando il numero dei punti trasmissibili, per linea, estendendo la risposta dell'amplificatore video del complesso.

3) Linearizzando al massimo la risposta dei circuiti dalla frequenza minima a quella massima, secondo i limiti di frequenze opportuni.

In un impianto facente uso di un vidicon selezionato 6326 (limite 600 linee), e per vari standard, si potranno dare le seguenti indicazioni di bande passanti minima e ottima:

250 linee, min. 2,5 MHz, mass. 4 MHz
312 linee, min. 3,5 MHz, mass. 6 MHz
525 linee, min. 4,5 MHz, mass. 7 MHz
625 linee, min. 5,5 MHz, mass. 8 MHz

La piccola differenza tra 312 linee, e 625 linee è data dal fatto che gli elementi di definizione orizzontale raggiungono un limite che non è opportuno superare, perchè non porterebbe ad alcun vantaggio pratico. In questo caso, per migliori risultati si potrebbe estendere ancora la banda passante, ma si dovrebbe sostituire il tubo con altro capace di assicurare una minore granulosità (se così si può impropriamente chiamare) del «target», cioè dotato di un maggior numero di elementi per linea.

Abbiamo visto l'influenza del numero delle linee e dei quadri nella produzione delle frequenze alte di un'immagine televisiva, ma non abbiamo considerato il limite inferiore di risposta in frequenza. Evidentemente, quanto più bassa è la velocità di spostamento del fascetto elettronico esploratore dell'immagine, tanto più basso deve essere il limite di risposta alle frequenze basse dell'amplificatore video. Un sistema a numero di linee inferiore deve perciò avere una risposta alle frequenze basse più estesa di uno con numero di linee maggiore. Una lunga linea di uguale luminosità crea infatti un segnale impulsivo di notevole durata, e di frequenza bassa. Il limite d'amplificazione deve essere quindi esteso anche in questo senso per ottenere un buon dettaglio. In genere la frequenza limite si considera uguale a quella di quadro, quindi, nel nostro caso a 50 Hz.

(continua)

Autodisciplina del Telespettatore

(segue da pag. 1)

una debole luce indiretta: in tali condizioni la pupilla dell'occhio si restringe un po' e l'illuminazione fissa ambientale stabilizza la retina, riducendo la stanchezza visiva. Per alcuni soggetti, l'uso di occhiali da sole piuttosto chiari riuscirà oltremodo confortevole sopprimendo totalmente ogni stanchezza dell'occhio.

Tenere inoltre presente che seguendo le norme elementari di osservazione ora citate, l'affaticamento visivo causato dallo schermo TV non sarà superiore in alcun modo a quello dato da un normale schermo cinematografico.

Sarà sempre comunque bene che il telespettatore si controlli, sottoponendosi ad una autodisciplina dello spettacolo TV, che si rivelerà salutare e vantaggioso, sotto molteplici aspetti. Voglio alludere all'opportunità di una giudiziosa selezione dei programmi trasmessi, scegliendo quelli che al gusto ed alle tendenze del telespettatore sono i più graditi e rinunciando d'intenzione a quelli meno accetti: si eviterà così di cadere in quell'increscioso fanatismo della TV, che esclude purtroppo ogni altra forma di divertimento o svago serale.

Per chi ha bambini o ragazzi non sarà mai raccomandato abbastanza di disciplinare, sin dal primo ingresso in casa del televisore, le ore ed i programmi ad essi dedicati, evitando il crearsi di situazioni spiacevoli e dannose per lo studio, l'educazione e la salute.

La tirannia della TV è inesorabile ed inarrestabile.

Ma seguendo accortamente e con giudizio le norme "salutari" sopra esposte, la TV sarà veramente fonte di diletto, interesse, educazione e svago, senza incidere eccessivamente sulle normali abitudini di vita sociale del telespettatore.

A. BANFI

Radioutenza in India

Alla data del maggio di quest'anno il totale delle utenze radiofoniche d'ascolto collettivo in India assommano a 1.008.387 unità; a tutto il mese di marzo, il totale di radioricevitori installati in alloggi privati era di 900.202. *(r. tv.)*

Archivi sonori dei dialetti

Dopo una attività di cinque anni, Radio Losanne ha potuto costituire, col concorso di fondazioni e associazioni locali, degli archivi importanti consacrati alle vecchie parlate della Svizzera romancia e delle regioni vicine. Questi archivi, il cui servizio è diretto da M. Fernand-Louis Blanc, posseggono già più di 350 esempl:r di dialetti romanci, valdostani, savoiardi e franco-provenzali sotto forma di testi vari (poemi racconti, evocazioni, discorsi, interviste, informazioni e sketches) registrati su nastro magnetico.

Questi archivi, oltre alla loro utilizzazione occasionale sulle onde, possono essere consultati dal pubblico e sono messi a disposizione dei filologi e dei dialettologi. *(Uer)*

Un servizio speciale della radio britannica

Uno dei settori meno noti ma più utili della BBC è quello denominato «Pronounciation Unit». Esso è incaricato di controllare la corretta pronuncia di nomi e parole inglesi e stranieri fornendo suggerimenti agli annunciatori, agli oratori, ai lettori di tutti i programmi messi in onda dalla Radio britannica. Questa «Unit» dispone di una vastissima biblioteca e di una rete di esperti glottologi che vengono talvolta consultati anche pochi attimi prima che una trasmissione vada in onda.

Per quanto possa parere strano, questo servizio della BBC spesso ricorre al parere di abitanti di determinate locolità nel caso di incertezze nella pronuncia di una parola caratteristica di quella regione. Massima cura viene data alla corrispondenza con gli ascoltatori: ogni qualvolta vengono comunicati eventuali errori di pronuncia rilevati nel corso di una trasmissione, le rettifiche degli ascoltatori vengono accuratamente schedate, e consultate in futuro in caso di necessità, come se si trattasse di un vero e proprio vocabolario pratico attinto da fonti ineccepibili. *(r.tv.)*

Eccezionale programma di dischi della BBC

Nel prossimo mese il Light Programme della Radio britannica metterà in onda un eccezionale programma di dischi per la durata di una intera settimana e per un totale di 15 ore complessive di trasmissione. I dischi, selezionati tra circa un milione di pezzi esistenti in discoteche di Londra, New York, Parigi, Roma e Copenaghen, consisteranno in brani musicali, da quelli classici al modernissimo «rock and roll». Questa serie è stata accuratamente predisposta in modo da coincidere, come orario di trasmissione, con periodi in cui non vi sono trasmissioni televisive. *(r. tv.)*

Il terzo programma della radio tedesca

Il 1° dicembre scorso hanno avuto inizio le regolari trasmissioni del Terzo Programma alla NDR. Esso viene diffuso giornalmente dalle 20,15 alle 22,15. Per la realizzazione della terza rete la NDR ha fatto, tra l'altro, tesoro delle esperienze già acquisite in Italia, in Gran Bretagna e in Francia. *(r.tv.)*

Critiche interne alla radio sovietica

Secondo la Schweizer Radio Zeitung, la «Pravda» ha nuovamente rimproverato a Radio Mosca «la monotona e poco interessante composizione dei suoi programmi». Secondo il quotidiano moscovita l'organizzazione della Radio sovietica e il suo apparato tecnico dovrebbero essere assolutamente migliorati; principalmente si chiede brevità di notizie, chiarezza e rapidità nei servizi. *(r. t.f.)*

Guida Radiofonica per le Onde Lunghe e Medie della Zona Europea

(continuazione e fine)

1	2	3	4	5	6	7*
1232	244	79	1231.999	Kosice	Cecoslovacchia	100.
				Orava	Cecoslovacchia	1,5
			1231.885	Radio Internazionale	Tangeri	50.
			1239.300	Blanes EFE56	Spagna	0,2
				Avila	Spagna	1.
1241	242	80	1241.002	Vaasa	Finlandia	25.
			1241.000	Lilla II	Francia	20.
				Lione II	Francia	20.
				Nancy	Francia	20.
				Nizza III	Francia	1.
				Pau	Francia	20,
				Quimper I	Francia	20.
				Rennes II	Francia	20.
			1241.000	Odessa	U.R.S.S.	10.
				Tiraspol	U.R.S.S.	100.
1250	240	81	1248.500	Stazione tedesca	Germania D.	?
			1250.001	Nyiregyhaza	Ungheria	135.
			1250.003	Cork	Irlanda	5.
				Dublino	Irlanda	5.
			1250.000	Vizcaya EFJ43	Spagna	2.
				Madrid SEU EFJ 1	Spagna	6.
1259	238	82	1258.675	Valencia EAJ 3	Spagna	5.
			1258.990	Wroclaw	Polonia	50.
			1259.000	s/s Courier (V.O.A.)	sul mare	150.
			1259.000	Bishofshofen	Austria	0,05
1268	237	83	1267.000	Oviedo (Asturias)	Spagna	0,2
			1270.000	Valladolid EFE1	Spagna	1.
			1271.000	Linares	Spagna	0,4
			1271.006	Radio Sorja EFJ2	Spagna	0,4
			1268.320	Novi Sad	Yugoslavia	100.
1277	235	84	1275.000	Stazione spagnola	Spagna	?
			1277.000	Strasburgo II	Francia	100.
			1277.000	Tel-Aviv	Israele	1.
1286	233	85	1286.000	Lisbona Radio Renasc.	Portogallo	2.
			1285.997	Praga II Melnik	Cecoslovacchia	100.
1295	231	86	1298.000	Granada EFE 45	Spagna	0,1
			1298.000	Murcia EFJ19	Spagna	0,8
				Stazione spagnola	Spagna	?
				Guadasnar EFE46	Spagna	0,1
			1295.000	Berlino BBC	Germania F.	5.
				Norden-Osterlog BBC	Germania F.	100.
1304	230	87	1302.600	Atene FBS	Grecia	1.
			1304.003	Costantina II	Algeria	20.
				Orano II	Algeria	40.
			1304.000	Szczecin (Stettino)	Polonia	100.
				Gdansk (Dabzica)	Polonia	2.
			1304.002	Bamberg AFN	Germania F.	0,25
				Berchtesgaden	Germania F.	0,25
				Fulda AFN	Germania F.	0,25
				Heidelberg AFN	Germania F.	1
				Regensburg AFN	Germania F.	0,25
				Kaufbeuren AFN	Germania F.	0,25
			1305.000	Stazione spagnola	Spagna	?
			1305.000	Tel-Aviv	Israele	1.
1313	228	88	1308.000	Salamanca EAJ56	Spagna	0,2
				Badalona EAJ39	Spagna	0,8
				Las Palmas EAJ50	Spagna	0,2
				Vittoria EAJ62	Spagna	0,4
				Ayora EFJ17	Spagna	0,4
				Villanueva de Jaen EFJ 20	Spagna	0,4
				Ribadavia de Orense EFJ 8	Spagna	0,4
				Vicarillo EFJ 18	Spagna	0,4
1322	227	89	1322.000	Angra do Eroismo	Portogallo	0,15
				Radio Rjbateio	Portogallo	0,15
			1318.800	Radio Carlet EFE48	Spagna	0,1
			1322.175	Cadice EAJ59	Spagna	21
			1322.002	Lipsia II	Germania D.	150.
1331	225	90	1333.700	Alcira EAJ54	Spagna	0,2
			1328.500	Alicante EFE8	Spagna	2.
			1326.600	Elche EFE 49	Spagna	0,1
			1331.000	Bari I	Italia	20.
				Bologna I	Italia	25.
				Catania I	Italia	0,2
				Genova I	Italia	50.
				Palermo I	Italia	0,2
				Pescara I	Italia	25.
				Reggio Calabria I	Italia	1.
				Roma I	Italia	80.
				Udine I	Italia	1.

* 1 = freq. nom. in kHz; 2 = lungh. d'onda in m; 3 = canale; 4 = = freq. di esercizio in kHz; 5 = stazione; 6 = stato di appartenenza; 7 = potenza in kW.

1	2	3	4	5	6	7
1340	224	91	1340.002	Magyarovar	Ungheria	0,4
				Miskolcs	Ungheria	1,25
				Pecs	Ungheria	1,25
				Nyiregihaza	Ungheria	?
			1340.000	Crowborought	Gran Bretagna	150.
			1344.500	Olot EFE 41	Spagna	0,4
			1336.500	Haifa	Israele	1.
1349	222	92	1349.000	Clermont	Francia	20.
				Digione	Francia	20.
				Grenoble I	Francia	20.
				Limoges I	Francia	20,
				Nantes	Francia	10.
				Tolosa II	Francia	20.
			1349.002	Kuldiga	Lettonia	20.
				Madona	Lettonia	20.
			1349.000	Roda de Ter EFE 53	Spagna	0,1
			1353.000	Canarras EFJ57	Spagna	0,8
			1350.800	Stazione ungherese	Ungheria	?
1358	221	93	1357.930	Tirana	Albania	50.
			1357.999	Brema	Germania F.	20.
			1359.000	Stazione spagnola	Spagna	?
			1361.000	Stazione spagnola	Spagna	?
				Almeria EFJ25	Spagna	0,8
				Alcaniz EFJ36	Spagna	0,8
				Ferrol EFE15	Spagna	0,25
			1358.200	Elvas	Portogallo	0,1
1367	219	94	1367.300	Cordoba EAJ24	Spagna	0,5
			1367.000	Bari III	Italia	1.
				Bologna III	Italia	1.
				Bolzano III	Italia	0,5
				Catania III	Italia	0,25
				Firenze III	Italia	1.
				Genova III	Italia	0,25
				Messina III	Italia	1.
				Milano III	Italia	5.
				Napoli III	Italia	1.
				Palermo III	Italia	0,25
				Roma III	Italia	5.
				Torino III	Italia	5.
				Venezia III	Italia	5.
				Verona III	Italia	0,1
			1366.999	Torun-Bydgoszcz	Polonia	24.
			1366.940	Porto II	Portogallo	1.
			1367.000	Basilea	Svizzera	0,05
				Coira	Svizzera	0,05
				Saviese	Svizzera	0,05
				Sool	Svizzera	0,05
			1370.000	Antequera	Spagna	0,2
1376	218	95	1373.000	Maresma de Mataro EFJ 27	Spagna	0,1
				Zamora EAJ 72	Spagna	0,2
				Velez Rubio EFE60	Spagna	0,2
			1375.999	Lilla I	Francia	150.
1385	217	96	1382.300	Jaen EAJ61	Spagna	1.
			1385.300	Vich EFE 55	Spagna	0,6
			1385.500	Granada EFE45	Spagna	0,1
			1389.000	Badajoz EFE 38	Spagna	0,2
				Cantabria EFE25	Spagna	1.
				Albacete EFJ23	Spagba	0,2
				Valencia Alerta EFE 17	Spagna	5.
				Valencia RNE	Spagna	1.
				Stazione spagnola	Spagna	2.
			1385.000	Kaunas	Lituania	150.
1394	215	97	1394.000	Bad-Ischl	Austria	0,05
				Graz-San Pietro	Austria	25.
			1394.009	Rodi	Grecia	5.
			1394.000	Eskiltuna	Svezia	0,5
				Halsingborg	Svezia	1,5
				Jonkoping	Svezia	0,2
				Karlskrona	Svezia	1,5
				Kiruna	Svezia	0,2
				Kristinehamn	Svezia	0,2
				Saeffle	Svezia	0,4
				Trollatthan	Svezia	2.
				Uppsala	Svezia	0,5
				Varberg	Svezia	0,2
				Visby	Svezia	0,5
				Bitburg AFN	Germania F.	0,25
				Pamplona	Spagn	0,2
				Almeria	Spagna	0,2
			1390.000	Gerusalemme	Israele	1.

1	2	3	4	5	6	7
1403	214	98	1399.000	Alerta (R. Levante)	Spagna	1,2
			1401.000	Orihuela EFE24	Spagna	0,2
				Almanza EFJ6	Spagna	0,4
			1401.005	Denja EFE7	Spagna	0,4
			1402.700	Vigo EAJ48	Spagna	0,2
			1403.000	Castellon EAJ14	Spagna	0,35
			1403.002	Tallinn	Estonia	000.
			1403.000	Bordeaux II	Francia	20.
				Louvetot	Francia	20.
				Montpellier I	Francia	10.
				Nizza II	Francia	20.
				Quimper II	Francia	20.
			1402.990	Komitini	Grecia	5.
			1403.000	Maria Pfarr	Austria	0,05
1412	212	99	1411.700	Gandia EAJ23	Spagna	0,5
			1415.500	Reus EAJ11	Spagna	0,2
			1411.996	Bad-Merghentein	Germania F.	3.
			1413.490	Maribor	Yugoslavia	5.
				Pristina	Yugoslavia	20.
				Rijeka	Yugoslavia	15.
1421	211	100	1417.400	Saragozza EFJ46	Spagna	2.
			1418.800	Cadice EFJ5	Spagna	2.
			1423.000	Stazione spagnola	Spagna	?
			1421.980	Radio Utiel EFE11	Spagna	0,2
			1421.010	Saarbruchen	Saarre	20.
			1421.350	Algeri III	Algeria	10.
				Tlemecen	Algeria	0,75
			1425.130	Radstadt	Austria	0,05
			1421.000	Atene III	Grecia	2.
1430	210	101	1429.999	Copenaghen	Danimarca	10.
				Skive	Danimarca	70. 0
			1428.300	Palma de Mallorca EAJ13	Spagna	1.
			1429.505	Gibraltar EFJ55	Spagna	1.
			1430.000	Caceres EFE 6	Spagna	1.
			1428.500	Luarca EFE26	Spagna	0,4
			1430.130	Sagunto EFE13	Spagna	1.
			1433.000	Teruel EFE2	Spagna	2.
			1433.000	Berga EFE39	Spagna	0,2
			1436.500	Stazione spagnola	Spagna	?
			1433.5	Stazione tedesca	Germania	?
			1430.000	Bucarest	Romania	?
1439	209	102	1438.994	Lussemburgo II	Lussemburgo	150.
			1440.000	Radio Sorja EFJ2	Spagna	0,8
			1443.000	Palencia EFE4	Spagna	1.
			1438.000	Stazione yugoslava	Yugoslavia	?
1448	207	103	1444.500	Granada EAJ16	Spagna	1.
			1447.100	Alicante EAJ31	Spagna	0,2
				Burgos EAJ27	Spagna	9.
				Ciudad Real EAJ65	Spagna	0,2
				Santiago de Campostella EAJ4 (Galicia)	Spagna	0,2
			1448.000	Ancona II	Italia	5.
				Cagliari II	Italia	0,25
				Caltanisetta II	Italia	1.
				Catania II	Italia	5.
				Firenze II	Italia	5.
				Palermo II	Italia	10.
				San Remo II	Italia	5.
				Sassari II	Italia	1.
				Torino II	Italia	20.
				Udine II	Italia	1.
			1448.000	Gaevle	Svezia	0,5
				Hudisvall	Svezia	1.
				Ornskoldsvik	Svezia	1,5
				Vaesteras	Svezia	2.
1457	206	104	1452.700	Stazione spagnola	Spagna	?
				Craiova	Romania	20.
			1457.000	Bartley	Gran Bretagna	10.
				Bexhill	Gran Bretagna	2.
				Brighton	Gran Bretagna	2.
				Clevedon	Gran Bretagna	20.
				Folkestone	Gran Bretagna	1.
				Redruth	Gran Bretagna	2.
			1457.005	Amstetten	Austria	0,05
				Gloggnitz	Austria	0,05
				St. Polten	Austria	0,00
				Schruns	Austria	0,05
				Wiener-Neustadt	Austria	0,05
			1457.000	Caramulo Radio P. Norte	Portogallo	0,15
			1457.000	Onteniente	Spagna	0,2
				Orense	Spagna	0,2
				Vittoria EAJ62	Spagna	0,2
1466	205	105	1466.001	Monte Carlo	Monaco	120.
			1466.002	Geilo	Norvegia	0,25
				Narvik	Norvegia	1.
				Odda	Norvegia	0,25
				Porsgrunn	Norvegia	0,25
				Sandnessjoen	Norvegia	0,25
				Svalberd	Norvegia	1.
			1465.300	Cullera EFE47	Spagna	0,2
				Sueca EFE42	Spagna	0,5
1475	203	106	1474.660	Sabadell EAJ20	Spagna	0,2
			1475.000	Huesca EAJ22	Spagna	0,2
			1475.004	Wienn-Wilhelmineneb.	Austria	25.
1484	202	107	1484.000	Freq. intern. comune:		
				Fort National	Algeria	0,75
				Bona	Algeria	0,2
				Berlino SFB	Germania F.	5.
				Crailsheim SDR	Germania F.	0,2
				Augsburg BR	Germania F.	0,35
				Coburgo BR	Germania F.	1.
				Landshut BR	Germania F.	0,35
				Regensburg BR	Germania F.	2.
				Weiden BR	Germania F.	0,3
				Heidenheim/Brenz SDR	Germania F.	0,2
				Werteim/Mainz SDR	Germania F.	0,2
				Kortrijk	Belgio	0,5
				Liegi	Belgio	5.
				Bengasi BFBS	Libia	0,35
				Kopenaghen I	Danimarca	2.
				Aalborg II	Danimarca	0,25
				Toender II	Danimarca	0,25
				Helsinhi II	Finlandia	1.
				Poori I	Finlandia	1.
				Tampere I	Finlandia	1.
				Turku II	Finlandia	0,2
				Pietarsaari	Finlandia	1.
				Taammissari	Finlandia	0,2
				Brest Inter	Francia	1.
				Grenoble II Inter	Francia	0,05
				Montpellier Inter	Francia	0,05
				Perpignano Inter	Francia	1.
				Annemasse national	Francia	1.
				Besancon national	Francia	0,18
				Caen national	Francia	0,5
				Poiteirs national	Francia	1.
				St. Briec national	Francia	0,05
				Volos	Grecia	0,2
				Barrow	Gran Bretagna	2.
				Ramsgate	Gran Bretagna	2.
				Keflavick AFN	Islanda	0,25
				La Spezia I	Italia	0,25
				Verona I	Italia	1.
				Avellino II	Italia	1.
				Bolzano II	Italia	2.
				Catanzaro II	Italia	0,4
				Cosenza II	Italia	0,4
				Gorizia II	Italia	0,4
				Trieste II	Italia	0,25
				Port Lyautey AFN	Marocco	0,25
				Glomfjord	Norvegia	0,25
				Broennoeysund	Norvegia	0,25
				Mosjoeen	Norvegia	0,02
				Rjukan	Norvegia	0,25
				Lodz	Polonia	1.
				Funchal Radio Club	Portogallo (Mad.)	1.
				Portalegre	Portogallo	0,1
				Brno II	Cecoslovacchia	1.
				Hradec-Krolove	Cecoslovacchia	2.
				Jihlava	Cecoslovacchia	1.
				Liberec	Cecoslovacchia	1.
				Usti Labem	Cecoslovacchia	2.
				Tripoli BFBS	Libia	1.
				Bitolja	Yugoslavia	0,5
				Dubrovnik	Yugoslavia	0,8
				Osijek	Yugoslavia	0,8
				Zagabria II	Yugoslavia	1,5
				Badajoz EAJ52	Spagna	0,4
				Lugo EAJ68	Spagna	0,2
				Logrono EAJ18	Spagna	0,2
				Santander EFJ52	Spagna	0,2
1493	201	108	1492.968	Albacete EAJ44	Spagna	0,4
			1490.015	Manresa EAJ51	Spagna	0,2
			1496.160	Jerez EAJ 58	Spagna	0,2
				Alcoy	Spagna	0,8
				Requena EFE43	Spagna	0,5
				Segovia EAJ64	Spagna	0,2
				Gijon EAJ34	Spagna	0,2
				Valladolid EAJ47	Spagna	0,2
				Stazione yugoslava	Yugoslavia	?

sulle onde della radio

1	2	3	4	5	6	7
1493 *(segue)*			1493.000	Baionne	Francia	1.
				Marsiglia III	Francia	1.
				Nantes III	Francia	0,05
				Strasburgo III	Francia	0,05
				Tolosa III	Francia	0,25
			1492.970	Mittersill	Austria	0,05
				Reutte	Austria	0,01
				Saalfeden	Austria	0,05
				Schwarzach	Austria	0,05
				Saint Michael	Austria	0,05
				Windischgarten	Austria	0,03
				Worgl	Austria	0,05
			1496.000	Staz. cecoslovacca	Cecoslovacchia	?
			1496.000	Guarda Alto Duro	Portogallo	0,005
1502	200	109	1498.000	Bludenz	Austria	0,01
			1499.500	Pontevedra EAJ40	Spagna	0,2
			1499.870	Tarraza EAJ25	Spagna	0,2
			1502.200	Radio Atlant. EFE34	Spagna	0,4
				Coruna EAJ41	Spagna	0,2
				Algeciras	Spagna	0,4
				Cazorla EFE21	Spagna	0,1
				Puigcerdà EFE16	Spagna	0,2
				Tudela EFE29	Spagna	2.
				Tarrega EFE35	Spagna	0,4
				Cardona EFE54	Spagna	0.ä
				Adra EFE61	Spagna	0,1
				Algemenesi EFJ10	Spagna	0,8
				Osuna (Siviglia) EFJ 34	Spagna	0,8
			1502.002	Cracovia	Polonia	10.
			1502.000	Muenster	Germania F.	0,4
			1502.000	Garmisch AFN	Germania F.	0,25
				Giessen AFN	Germania F.	0,25
				Straubing	Germania F.	0,25
			1502.000	Lages Field AFN	Azzorre (Port.)	0,04
1511	199	110	1507.155	Leon EAJ63	Spagna	0,2
			1510.660	Murcia EAJ17	Spagna	0,2
			1514.050	Lerida EAJ42	Spagna	0,2
			1507.000	Stazione tedesca	Germania D.	?
			1510.973	Bruxelles III	Belgio	20.
			1511.030	Chania	Grecia	5.
				Patrasso	Grecia	0,5
1520	197	111	1520.000	Budejovicze	Cecoslovacchia	5.
				Karlovy-Vary	Cecoslovacchia	15.
				Praga	Cecoslovacchia	1.
				Morava-Ostrava	Cecoslovacchia	20.
			1518.500	Gerona EAJ38	Spagna	0,4
1529	196	112	1527.500	Alava EFE10	Spagna	0,2
			1528.450	Villafranca Panades EFE 9	Spagna	0,8
			1529.400	Elche EAJ53	Spagna	0,2
				Picasent EFE44	Spagna	0,1
				Villanueva EAJ35	Spagna	0,3
			1428.993	Città Vaticano	Città Vaticano	5.
				Staz. yugoslava	Yugoslavia	?
			1529.000	Porjus	Svezia	0,075
				Soederhamn	Svezia	0,06
				Umea	Svezia	1.
1538	195	113	1538.000	Bad-Durrheim SWF	Germania F.	20.
				Ravemburg SWF	Germania F.	40.
				Reutilingen SWF	Germania F.	10.
			1536.000	Stazione spagnola	Spagna	?
			1540.400	Jativa EFE18	Spagna	0,5
1546	194	114	1546.000	Belfast	Gran Bretagna	0,25
				Bournemouth	Gran Bretagna	0,25
				Brighton	Gran Bretagna	1.
				Dundee	Gran Bretagna	0,25
				Exeter	Gran Bretagna	0,25
				Fareham	Gran Bretagna	1.
				Leeds	Gran Bretagna	1.
				Liverpool	Gran Bretagna	1.
				Plymouth	Gran Bretagna	1.
				Preston	Gran Bretagna	1.
				Redruth	Gran Bretagna	1.
				Sheffield	Gran Bretagna	1.
				Stochton	Gran Bretagna	0,25
				Swansea	Gran Bretagna	1.
			1547.500	Stazione spagnola (Monovar EFE12)?	Spagna	0,1
1554	193	115	1554.024	Nizza I	Francia	60.
1562	192	116	1562.000	Staz. portoghese	Portogallo	?
			1561.999	Boraes	Svezia	2.
				Halmstadt	Svezia	2.
				Kalmar	Svezia	2.
				Karlstadt	Svezia	0,25
				Malmoe	Svezia	2.
				Norkopjng	Svezia	1,5
				Orebro	Svezia	0,5
				Uddevalla	Svezia	0,5
1570	191	117	1569.850	Tarragona EFE33	Spagna	0,2
			1750.000	Flensburgo NDR	Germania F.	3.
				Lingen NDR	Germania F.	3.
			1574.000	Asas do Atlantico	Portogallo	0,08
1578	190	118	1577.995	Ancona I	Italia	0,04
				Brindisi I	Italia	0,04
				Carrara I	Italia	0,04
				Catanzaro I	Italia	0,04
				Cosenza I	Italia	0,04
				Lecce I	Italia	0,04
				Perugia I	Italia	0,04
				Taranto I	Italia	0,04
				Terni I	Italia	0,04
				Agrigento II	Italia	0,04
				Alessandria II	Italia	0,04
				Aquila II	Italia	0,04
				Arezzo II	Italia	0,04
				Ascoli Piceno II	Italia	0,04
				Belluno II	Italia	0,04
				Benevento II	Italia	0,04
				Biella II	Italia	0,04
				Bressanone II	Italia	0,04
				Brunico II	Italia	0,04
				Campobasso II	Italia	0,04
				Como II	Italia	0,04
				Cortina d'Ampezzo II	Italia	0,04
				Cuneo II	Italia	0,04
				Foggia II	Italia	0,04
				Merano II	Italia	0,04
				Potenza II	Italia	0,04
				Salerno II	Italia	0,04
				Savona II	Italia	0,04
				Siena II	Italia	0,04
				Sondrio II	Italia	0,04
				Teramo II	Italia	0,04
				Trento II	Italia	0,04
				Verona II	Italia	0,1
				Vicenza II	Italia	0,04
				Livorno III	Italia	0,1
				Pisa III	Italia	0,1
				Trieste III	Italia	0,04
			1578.000	Frederikstadt	Norvegia	10.
1586	189	119	1585.000	Tripoli AFS	Libia	1.
			1586.000	Bonn WDR	Germania F.	5.
				Kleve WDR	Germania F.	3.
				Hannover WDR	Germania F.	20.
				Kiel WDR	Germania F.	5.
				Oldenburg WDR	Germania F.	40.
				Osnabruck WDR	Germania F.	5.
			1588.600	Stazione spagnola	Spagna	?
1594	188	120	1594.000	Esbjerg	Danimarca	2.
				Nîmes	Francia	2.
				Tolone	Francia	0,05
				Radio Funchal	Portogallo	1.
				R. Intercontinental	Tangeri	1.
				Ben Guerir AFS	Marocco	0,1
				Nouacer AFS	Marocco	0.1
				Sidi Slimane AFS	Marocco	0,1
				Hengelo Overjessel	Olanda	2,5
				Hoogezand	Olanda	2,5
				Hulsberg	Olanda	2,5
				Byalistock	Polonia	1.
				Lisbona Em. Ass.	Portogallo	11
				Lisbona Radio Test.	Portogallo	0,15
				Staz. cecoslovacca	Cecoslovacchia	?
1602	187	121	1602.000	Hof BR	Germania F.	0,4
				Kircheim-Sch. BR	Germania F.	20.
				Landau-Isaar BR	Germania F.	20.
				Norimberga BR	Germania F.	40.

EXTRA ZONA DELLE FREQUENZE DEL PIANO DI COPENAGHEN:

1615.000	Radio Mora de Ebro EFE51	Spagna	0,1
1622.500	Tortosa EFE28	Spagna	0,5
1875	Berja EFE62	Spagna	0,1

Sembra che sulla frequenza di 1620 kHz e 1640.9 kHz emettano due stazioni di fievole potenza delle Forze Armate Canadesi in Europa.

(Micron)

Circuito per la Regolazione dei Toni a Controreazione Selettiva*

L'AUTORE descrive due circuiti di regolazione a scatti di tono costituiti da una rete di controreazione selettiva; si forniscono anche i criteri generali di impostazione per il progetto di circuiti aventi caratteristiche simili a quelli descritti.

I circuiti di regolazione di toni, costituiti da attenuatori selettivi, sono sempre stati un punto debole nel progetto dei preamplificatori audio a causa delle possibili distorsioni che questi introducono nel segnale. Attualmente la situazione è ancora più critica in quanto si costruiscono amplificatori che avendo 20 dB, o anche di più, di controreazione, hanno una distorsione di intermodulazione inferiore all'uno per cento. Si ricorda che la distorsione di intermodulazione del preamplificatore deve essere diminuita mediante la controreazione quando l'uscita è superiore a 0,5 V. I circuiti normalmente impiegati per la regolazione dei toni producono attenuazioni dell'ordine di 20 dB rispetto alla risposta piatta alle frequenze, al fine di avere una esaltazione di 20 dB delle frequenze estreme. Questo comporta un guadagno di 20 dB maggiore dello stadio precedente, un segnale maggiore di 0,5 V e quindi un circuito di controreazione necessario per ridurre la distorsione a valori ammissibili. Si osserva che non è possibile inserire il circuito regolatore di toni fra gli stadi preamplificatori a basso livello per non introdurre ronzio.

Una soluzione molto più elegante consiste nel variare la curva di risposta dell'amplificatore mediante una controreazione selettiva invece di una attenuazione selettiva. In questo modo il guadagno sovrabbondante invece di essere sciupato in un attenuatore viene usato per ridurre ulteriormente la distorsione mediante la controreazione. Circuiti di questo tipo sono già in uso da parecchi anni per la regolazione della risposta alle frequenze alte, ma non sono mai stati usati per la regolazione dei toni bassi perchè questo implica l'introduzione di induttanze. Recentemente Baxandall in Inghilterra ha progettato un nuovo circuito di regolazione di toni con una rete di controreazione senza induttanze. Questo circuito è stato descritto da Barber in «Audio Engineering» (1).

Il circuito progettato da Baxandall ha il difetto di dover essere alimentato da un generatore a bassa impedenza, se non si vuole ridurre la risposta alle alte frequenze. Inoltre, come ben visibile nella figura 1, la correzione apportata alla curva di risposta non è uniforme e si hanno picchi di 2 dB.

Un circuito di regolazione separata dei toni bassi e dei toni alti senza alcuna interazione fra questi e con curve di correzione perfettamente uniformi è realizzabile più facilmente con regolazione a scatti mediante commutatori che non con regolazione continua mediante potenziometri. In figura 3 si riporta questo circuito circuito e in figura 2 si riportano le 11 curve di risposta che si ottengono con questo circuito. Le variazioni della curva di risposta fra le varie posizioni dei commutatori sono dell'ordine di 2 dB e quindi rappresentano la minima variazione percettibile ad un orecchio medio.

Nella posizione 6 si ha una risposta piatta alle frequenze e il guadagno del circuito è 1. L'impedenza d'uscita è dell'ordine di 8000 Ω e la resistenza R_4 di 4700 Ω è stata aggiunta in serie con l'uscita al fine di ridurre l'effetto di sfasamento della tensione di controreazione che potrebbe essere causata da un carico capacitivo (ad esempio un cavo schermato). Questo produrrebbe delle oscillazioni alle alte frequenze. Questo porta la impedenza totale d'uscita a 13.000 Ω. Perciò questa uscita si può considerare a bassa impedenza e può prendere il posto della normale uscita catodica.

L'impedenza del generatore collegato

Fig. 1 - Regolazione dei toni bassi realizzata mediante il circuito a controreazione di Baxandall. Notare i picchi di 2 dB che rendono non uniforme la regolazione.

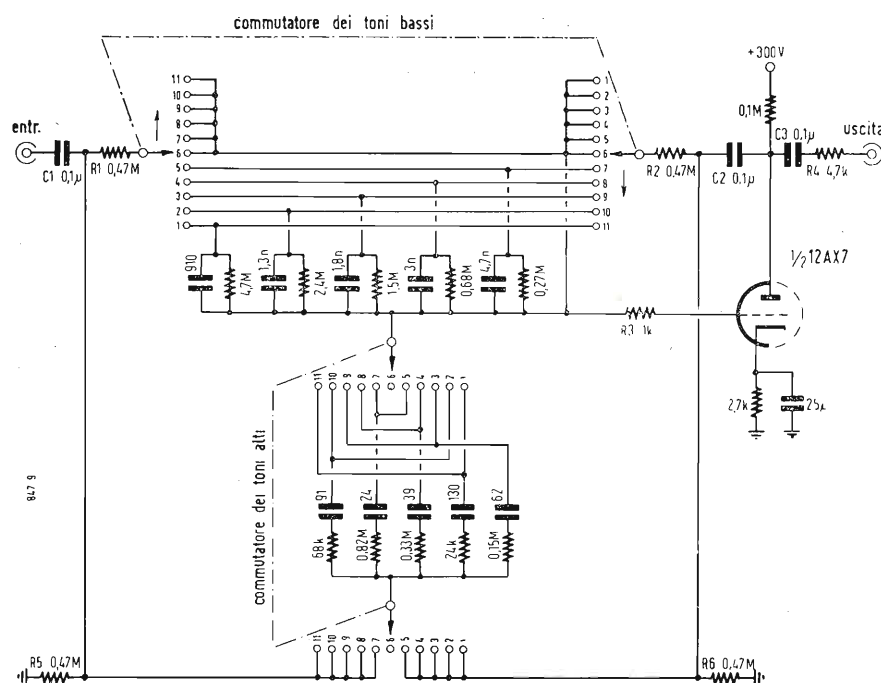



Fig. 3 - Schema elettrico del circuito di regolazione di tono descritto dall'autore nell'articolo recensito. Notare l'uso dei commutatori che permettono di scegliere opportunamente i componenti del circuito.

(*) BARHYDT, H., A Feedback Tone Control Circuit, *Audio*, Agosto 1956, 40, 8, pag. 18.

(1) BARBER, B.T., Flexible Tone Control Circuit, *Audio*, settembre 1953, 37, 9, pag. 29.

Fig. 5 - Circuito equivalente per lo studio del comportamento alle basse frequenze del circuito di figura 3.

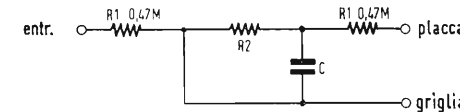



Fig. 6 - Circuito equivalente per lo studio del comportamento alle alte frequenze del circuito di figura 3.

Fig. 2 - Regolazione dei toni bassi e dei toni alti che si ottiene con il circuito di figura 3. Le frequenze alle quali si inizia la correzione della curva di risposta non sono variabili.

Fig. 4 - Questo secondo circuito di regolazione di tono, permette la scelta della posizione del ginocchio e la regolazione della pendenza delle curve di risposta.

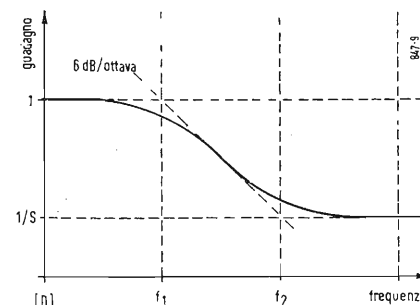
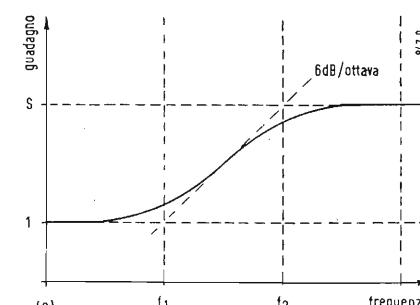
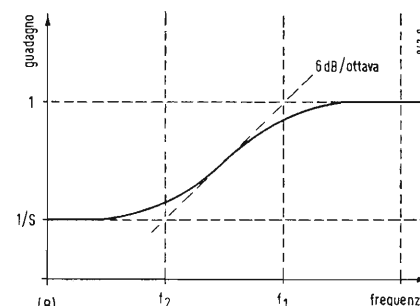
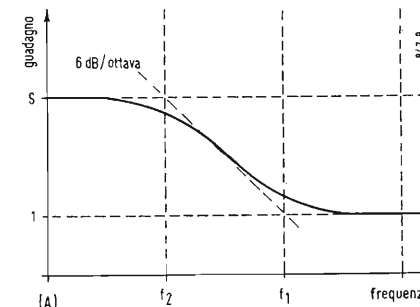



Fig. 7 - Esempi di curve di regolazione della risposta alle frequenze secondo il metodo esposto nell'articolo.

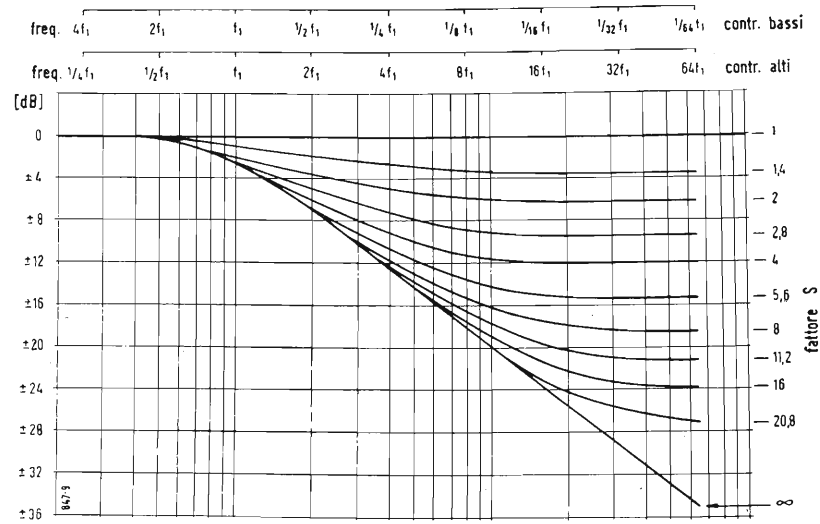



Fig. 8 - Curve universali di frequenza per il calcolo del fattore S in funzione della pendenza delle curve di figura 7 e della frequenza f_1.

con l'ingresso, a pari attenuazione delle alte frequenze, è di circa tre volte il valore che ha nel circuito di Baxandall. Un impedenza di 16.000 Ω provoca una attenuazione di 1 dB alle alte frequenze e quindi è possibile alimentare il circuito con uno stadio amplificatore a bassa impedenza di carico, senza ricorrere all'inseguitore catodico come necessario nel caso del circuito di Baxandall.

Si osserva che non è necessario l'uso della 12AX7; apportando piccole varianti al circuito è possibile usare anche altri tubi elettronici amplificatori di tensione, triodi o pentodi.

Un'interessante circuito, derivato da quello di figura 3, è riportato in figura 4. Mediante questo circuito è possibile riprodurre esattamente le curve di risposta che si possono ottenere col circuito di Baxandall. Vi sono quattro possibilità di regolazioee e cioè: la variazione della pendenza delle curve di regolazione sia dei toni bassi che dei toni alti e la regolazione della posizione di queste curve rispetto all'asse delle frequenze. Le resistenze variabili cambiano le pendenze delle curve di regolazione con un trascurabile spostamento di queste rispetto all'asse delle frequenze.

Nel seguito dell'articolo si mostra come è possibile progettare un circuito di regolazione di toni data una famiglia qualsiasi di curve di regolazione. A questo scopo si riportano in figura 5 e in figura 6 i circuiti equivalenti per lo studio del comportamento alle basse e alle alte frequenze. In figura 7 si riportano quattro esempi di curve di regolazione della risposta alle frequenze secondo il metodo esposto nell'articolo; si introduce il fattore di forma S che rappresenta il rapporto fra i due guadagni estremi realizzati. Variando il fattore S si varia la pendenza. Nel caso delle basse frequenze S_b, f_{1b}, f_{2b}, sono dati dalle seguenti formule:

$$S_b = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

$$f_{1b} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{R_1 + R_2}{C\,R_1\,R_2}$$

$$f_{2b} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{C\,R_1}$$

nel caso delle alte frequenze, S_a, f_{1a}, f_{2a} sono dati dalle seguenti formule:

$$S_a = \frac{R_1 + R_3}{R_3}$$

$$f_{1a} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{C\,(R_1 + R_3)}$$

$$f_{2a} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{C\,R_3}$$

In figura 8 sono riportate le curve universali di frequenza che possono venire usate per calcolare il fattore S in funzione della pendenza richiesta e della frequenza f_1 sia per le basse che per le alte frequenze.

(dott. ing. Pierantonio Cremaschi)

Come Caricare in Modo Corretto un Fonorivelatore*

1. - EFFETTO DELLA RESISTENZA DI CARICO.

Aumentando la resistenza di carico di un « pickup » del tipo magnetico si accentua la sua curva di risposta rispetto le frequenze alte, mentre riducendola si ottiene l'effetto opposto. Il fenomeno non è eguale quantitativamente per tutti i tipi di « pickup ». La fig. 1 mostra la curva di risposta per una cartuccia magnetica del tipo a bobina mobile di ottima qualità (cartuccia A) in funzione della resistenza di carico. Essa è stata ottenuta impiegando un voltmetro a valvola inserito dopo un cavo schermato lungo 1 metro circa che viene normalmente impiegato per connettere il « pickup » al preamplificatore. In tal caso la capacità totale vista dalla cartuccia assomma ad un valore di 200 pF.

I costruttori di essa consigliano come resistenza ottima di carico 100.000 Ω ed infatti (vedi fig. 1) la curva di risposta per questo caso è veramente lineare.

La bobina mobile del « pickup » ha un'induttanza estremamente bassa ed il circuito si comporta come un filtro passa-basso a « k-costante » la cui curva caratteristica è ben rappresentata da quella (fig. 1) che si ottiene per una resistenza di carico da 1 MΩ in cui appare un piccolo picco subito seguito da una rapida caduta verso la frequenza di taglio.

In una rete di filtro a « k-costante » una riduzione della resistenza di carico riduce il picco e sposta la frequenza di taglio verso frequenze più elevate.

Un « pickup » del tipo a riluttanza variabile possiede invece una bobina di induttanza maggiore (oltre i 200 mH). Le capacità presenti in parallelo alla bobina (capacità del cavetto di collegamento, di ingresso della valvola) possono assumere valori tali da introdurre una risonanza nel campo delle frequenze audio producendo in tal modo un picco assai pericoloso.

Il circuito anche in questo caso si comporta come un filtro passa basso a « k-costante » ed è antirisonante. La fig. 2 mostra il responso di una cartuccia a riluttanza variabile di prezzo medio (cartuccia B) rilevata nelle medesime condizioni della precedente.

Il picco è assai più pronunciato e la variazione della curva di risposta al variare della resistenza di carico è assai più sentita e critica.

La resistenza in questo caso smorza il Q del circuito risonante più di quanto sposti il punto di taglio.

I costruttori consigliano un valore di 50.000 Ω, mentre le curve indicano che la curva più piana possibile con quel campione di cartuccia è quella che si ottiene con una resistenza compresa fra i 22.000 Ω e i 33.000 Ω.

2. - EFFETTO DELLA CAPACITÀ.

La fig. 3 rappresenta le varie curve ottenute impiegando la cartuccia A caricata con 100.000 Ω, ma avente in parallelo diversi valori di capacità. Un aumento della capacità produce un picco e sposta il punto di taglio verso le frequenze basse.

Un effetto più notevole è quello che si ottiene con il secondo tipo di cartuccia (B). Come si vede dalla fig. 4 quando essa è caricata con 50.000 Ω e ha vari valori di capacità in parallelo le sue curve caratteristiche si alterano completamente ed in modo assai pericoloso.

Le capacità che si incontrano nelle varie installazioni possono assumere i più disparati valori. Il cavetto schermato usualmente impiegato offre una capacità all'incirca di 50 pF per 30 cm e quindi ad es. per un cavetto di 3 m di lunghezza si avrebbero 500 pF.

La lunghezza normale di 1 m e la capacità totale di circa 200 pF.

3. - EFFETTO SULLA DISTORSIONE.

La fig. 5 rappresenta una curva tipica illustrante l'andamento della distorsione di intermodulazione (IM)

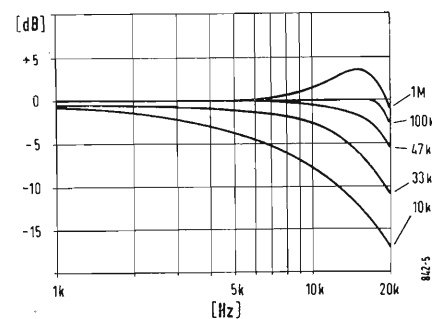



Fig. 1 - Responso di frequenza in funzione del carico per una cartuccia a bobina mobile.

per una cartuccia del tipo B in funzione dei valori della resistenza di carico.

Il punto in cui la distorsione è costante è quello per il quale la curva di risposta è piana. In tal modo si potrebbe dire che per un dato « pickup » la distorsione è la più bassa possibile allorquando la curva di risposta è la più piana possibile e cioè quando la cartuccia è correttamente caricata.

4. - AGGIUSTAMENTO DEL CARICO.

Onde eseguire questa operazione caso per caso occorrono un disco di prova ed un voltmetro a valvola. Il miglior disco è il « Cook » della serie 10LP, che ricopre in ottave il campo di frequenze da 10 Hz a 20 kHz ed è registrato linearmente anche verso le frequenze alte. Nel campo in cui l'egualizzatore del preamplificatore abbia una posizione dove non vi sia deemfasi la misura risulterà particolarmente semplice, altrimenti si potrà egualmente usufruire delle posizioni RIAA, AES o LP. La risposta in questi casi deve avere una pendenza verso il basso e l'uniformità di essa serve come indicazione: cioè più essa si avvicina ad una linea retta, più piana è la curva di risposta.

Se la resistenza di carico consigliata produce con buona approssimazione la linea retta citata (entro i 2 o 3 dB) non è necessario aggiustare la resistenza di carico. Se ciò non si manifestasse si dovrà regolare la resistenza di carico ed allora un esame delle curve di risposta ci indicherà in quale senso procedere. Se la curva non presenta picchi, ma ha una pendenza verso l'alto o verso il basso più di quanto dovrebbe allora la sola variazione della resistenza di carico basta ad ottenere il risultato desiderato ed esattamente un aumento della resistenza produce un aumento della pendenza verso l'alto e viceversa.

Ma se la curva di risposta mostra un considerevole picco bisognerà ridurre la capacità in parallelo al « pickup ». Ciò si può ottenere accorciando il cavetto di collegamento dal giradischi al preamplificatore oppure impiegando un tipo di cavetto avente minor capacità per metro. Si riesce in tal modo a ridurre la capacità di 100 pF il che è abbastanza per spostare il picco verso le frequenze più alte di una apprezzabile frazione di ottava. Il picco può allora essere ridotto in ampiezza diminuendo la resistenza di carico. Ciò può diminuire la risposta nei dintorni dei 12 o 15 kHz di pochi dB, ma come l'esperienza dimostra ciò riduce anche la distorsione presente.

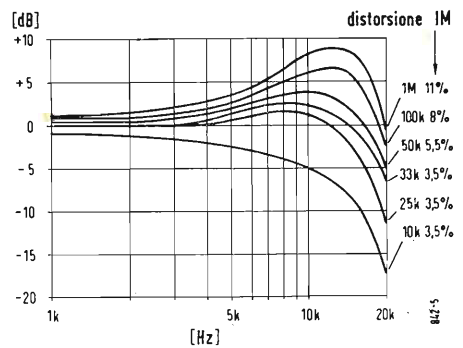



Fig. 2 - Responso di frequenza in funzione del carico per una cartuccia a riluttanza variabile.

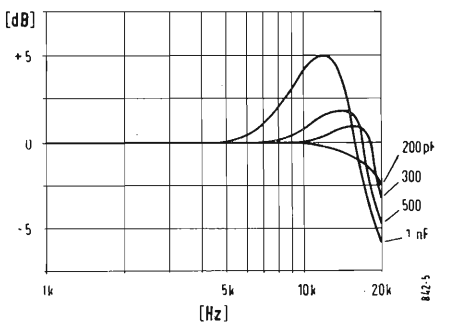



Fig. 3 - Responso di frequenza per varie capacità parallelo in una cartuccia di tipo A.

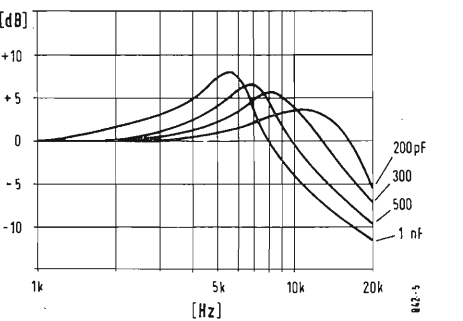



Fig. 4 - Responso di frequenza per varie capacità parallelo in una cartuccia di tipo B.

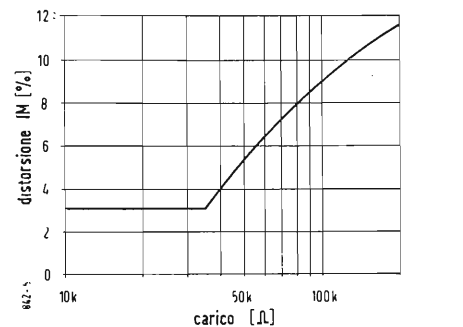



Fig. 5 - Distorsione di intermodulazione in funzione della resistenza di carico per una cartuccia di tipo B.

(*) Marshall, J., Loading Phono Pickups, *Radio-Electronics*, ottobre 1956, 27, 10, pag. 37.

5. - PRESSIONE DELLA PUNTINA E DISTORSIONE.

Molti tecnici tendono a ridurre la pressione della puntina sul disco con lo scopo di diminuire l'usura del disco tenendo come limite inferiore la pressione per la quale il « pickup » non è più trattenuto dal solco del disco. Ciò è errato agli effetti della distorsione di intermodulazione.

La Tabella 1 fornisce la distorsione di intermodulazione (IM) ottenuta con una cartuccia del tipo B per varie resistenze di carico e per due pressioni diverse (6 e 8 grammi) che sono raccomandate dal costruttore.

TABELLA I

Pressione della puntina rispetto alla distorsione nella cartuccia B

DISTORSIONE IM (%)

Resistenza Ω	6 gr	8 gr
1.000.000	11	7½
100.000	8	5
50.000	5½	3½
33.000	3½	2
25.000	3½	2
10.000	3½	2

NB. Il valore di IM include anche quella dovuta alla registrazione che è supposta essere inferiore al 2 %.

La tabella dimostra che aumentando la pressione da 6 a 8 grammi la distorsione diminuisce del 40 %. Un controllo di trascinamento eseguito con un disco della Dubbings D-100 appositamente prodotto dimostra che la pressione di 8 grammi è quella minima occorrente per ottenere un buon trascinamento in tutti i casi e contemporaneamente la minima distorsione.

Prove eseguite anche con altri tipi di cartucce hanno confermato la regola. Mediante il predetto disco si può trovare semplicemente ad orecchio la pressione che assicura il miglior trascinamento nella quarta e quinta banda di registrazione con una nota chiara ed una buona assenza di fruscio.

Sfortunatamente non esiste un'infallibile correlazione fra i valori consigliati dai costruttori e la pressione ottenuta dal punto di vista del trascinamento e della distorsione. Dove i costruttori specificano un campo di pressioni (ad es. da 6 a 8 gr.) è consigliabile assumere i valori più alti In molti casi, ma non sempre, è stato osservato che per valori maggiori di 1 o 2 grammi di quelli consigliati si hanno ottimi risultati.

In ogni caso una piccola pressione non fornisce certamente una buona qualità di riproduzione come erroneamente si è portati a credere.

(dott. ing. Giuseppe Rebora)

Convertitore per 108 e 144 MHz*

UNO DEI PIU' interessanti aspetti del prossimo anno Geofisico Internazionale sarà il lancio di piccoli satelliti artificiali attorno alla terra.

Questi conterranno piccoli trasmettitori che emetteranno su 108 MHz per scopi scientifici. Con questo articolo descriveremo la costruzione di un adeguato convertitore per la ricezione di questi segnali. Immaginando che solo pochissimi OM vorranno costruire un convertitore esclusivamente per questo scopo, verranno anche riportati i dati per il funzionamento su 144 MHz.

A causa del limitato spazio a disposizione nel satellite e della scarsa potenza d'alimentazione disponibile, l'uscita del trasmettitore sarà limitata a circa 10 milliwatt. Ciò significa che un ricevitore da usare per queste prove dovrà essere capace di funzionare con segnali molto vicini al rumore di fondo. Questa qualità è desiderabile, naturalmente, anche nei convertitori da usare per un buon lavoro su 144 MHz.

L'argomento fattore di rumore, che determina il minimo segnale ricevibile da un ricevitore avente una data banda passante, è stato trattato parecchie volte in questi ultimi anni. Molti duemetristi si ingegnano costantemente per ottenere un più basso fattore di rumore. La teoria ed un'attenta osservazione tendono a dimostrare che con un buon ricevitore (diciamo con un fattore di rumore di 4 o 5 dB per la banda 100-150 MHz) i rumori esterni (galattici e simili e non prodotti dall'uomo) possono limitare la ricezione di segnali deboli su queste frequenze.

1. - IL CIRCUITO.

Per essere sicuri di ottenere ottimi risultati è stato deciso di impiegare una valvola piuttosto costosa, la 417 A. Le prove scrupolose hanno dimostrato e confermato le previsioni: il fattore di rumore è risultato inferiore a 3 dB.

La valvola che può dare migliori risultati della 417 A è la 416 B, un triodo coassiale. Questo comunque è molto più costoso e a causa della sua costruzione che lo rende più adatto per un montaggio con griglia a massa che in circuito cascode, il fattore di rumore ottenuto è solo leggermente inferiore a quello della 714 A. Quando il convertitore è usato per 108 MHz è raccomandabile una frequenza intermedia di 7 MHz. Quando si sceglie tale ricevitore è bene ricordare che anche con un convertitore a basso rumore è necessaria una buona caratteristica di selettività per ottenere il migliore rapporto segnale-disturbo. Per il funzionamento su 144 MHz la banda di frequenza dovrà essere sintonizzata con il ricevitore. Una buona soluzione è di usare la banda 7 ÷ 11 MHz oppure 14-18 MHz con una buona demoltiplica oppure, meglio ancora, con apposito variabile per l'allargamento di banda.

In Tabella 1 riportiamo la frequenza dei cristalli e la frequenza di accordo dello stadio moltiplicatore richiesta per diversi valori di media frequenza.

Il circuito RF è una variazione di un progetto di *W2 AZL* che non è mai stato pubblicato. *W2 AZL* impiegava due 417 A, uno nello stadio con catodo a massa, l'altro con griglia a massa.

Pochissima o nessuna differenza è stata notata nel nostro caso quando abbiamo sostituito la 417 A con la 6AJ4 che costa molto meno. L'uso di un condensatore di catodo di basso valore nel primo stadio produce un miglioramento del valore del fattore di rumore. Si pensa che questo sia dovuto ad un effetto di risonanza in serie risultante da un ritorno di catodo a bassa impedenza.

È stata prevista una buona schermatura tra i circuiti accordati a RF e non si sono avute instabilità e autooscillazioni.

La sezione pentodo della 6U8 viene usata come mescolatrice. Il segnale proveniente dall'oscillatore locale viene inviato a questa valvola mediante un link accoppiato alla bobina di griglia. La sezione triodo della 6U8 serve come trasferitore catodico provvedendo un'uscita a bassa impedenza per il ricevitore che segue. Il guadagno totale è sufficiente praticamente per ogni tipo di ricevitore senza la necessità di usare uno stadio di frequenza intermedia. Se il guadagno è troppo alto si può diminuirlo disaccordando la bobina L_7 oppure abbassando il valore della resistenza di griglia dello stadio trasferitore catodico.

Una seconda 6U8 triodo-pentodo è usata come oscillatrice-moltiplicatrice.

2. - COSTRUZIONE.

Il convertitore è stato costruito su un piccolo telaio di 12 × 25 mm di alluminio.

In figura 2 viene riportata la fotografia del convertitore visto da sotto. Da sinistra si nota la spina coassiale per l'entrata d'antenna e la 417 A, quindi uno schermo a cui fa seguito la 6AJ4 con uno schermo che divide lo zoccolo esattamente a metà. Al centro del telaio prende posto la 6U8 mescolatrice con la parte triodo come trasferitore catodico con la relativa spina per il prelevamento del segnale da inviare al ricevitore. Un altro schermo divide quest'ultimo stadio dall'altra 6U8 oscillatrice-moltiplicatrice e alla estrema destra si nota lo zoccolo portacristallo.

FREQUENZA DEL CRISTALLO E FREQUENZE DA INIETTARE

Frequenza segnale [MHz]	FI [MHz]	Freq. cristallo [MHz]		Freq. da iniettare [MHz]
108	7	50,500	×2	101,0
144-148	7-11	45,667	×3	137,0
144-148	14-18	43,333	×3	130,0
144-148	26-30	39,333	×3	118,0
144-148	27-31	39,000	×3	117,0
144-148	30,5-34,5	37,833	×3	113,5

Ogni schermo è costituito da un foglio di rame da 82 × 95 mm, ciascuno avente un lato della dimensione maggiore piegato ad angolo retto a 12 mm per il fissaggio al telaio.

Il primo schermo a sinistra ha due fori da 1 mm, uno sopra l'altro, vicini al piedino 1 dello zoccolo della 417 A. In quello vicino alla placca passa il filo che unisce la resistenza ed il condensatore di catodo alla bobina L_2 ed al condensatore di blocco da 500 pF. Nel secondo foro passa il filo che da L_3 va al piedino 1.

Un altro foro verso l'altro estremo dello schermo serve per il passaggio del filo di accensione della 417 A. Il secondo schermo sarà forato verso un estremo per il passaggio del filo di accensione e di placca della 417 A e all'altro estremo sarà praticato un apposito taglio per adattarlo allo zoccolo della 6AJ4. I piedini 1-3-4-6-7 e 9 di questo zoccolo verranno piegati verso lo schermo e saldati allo stesso. Lo schermo di destra ha due piccoli fori per l'accensione ed il filo di placca della 6U8 e un foro più grande per il passaggio del link che collega L_6 a L_{10}. La costruzione di questo link è molto semplice. Per prima cosa occorre avvolgere due spire attorno a L_9 e cementarle lasciando i capi di queste due spire lunghi qualche cm. L'altro link e i fili di connessione sono fatti con un filo solo lungo 18-20 cm. I capi di questi fili sono attorcigliati insieme e infilati in un tubo isolante da 5-6 mm; la spira che si forma all'altro lato verrà accoppiata a L_5. I fili attorcigliati verranno quindi fatti passare nel foro praticato allo schermo e saldati a L_{10}. La spira L_6 può essere cementata al lato freddo di L_5. L'induttanza d'entrata è visibile a sinistra dello zoccolo della 417 A. L_2 è sistemata sopra questo zoccolo e perpendicolare a L_1. L_3 è immediatamente a destra del primo schermo. L_4 e L_5 sono montate vicino allo zoccolo della mescolatrice e sono staccate di 5 o 6 mm. Da tener presente che queste due bobine sono avvolte in senso contrario e gli estremi che vanno a massa sono vicini. I due condensatori tubolari di ceramica sono montati il più vicino possibile al piedino 5 della 6AJ4 ed al piedino 2 della mescolatrice.

La maggior parte del cablaggio consiste nel montaggio dei piccoli componenti mediante i loro terminali. La zona dove si raggruppa il maggior numero di componenti è attorno allo zoccolo della mescolatrice-trasferitrice catodica ma anche in questo caso il montaggio non è difficile.

Il condensatore in serie all'antenna è montato saldando un terminale direttamente alla spina d'entrata. Non sono state riportate dimensioni esatte perchè in generale una precisa distribuzione non è assolutamente indispensabile. La maggior parte delle dimensioni possono comunque venir ricavate dalla fotografia o possono venir determinate con le parti da montare a portata di mano.

È comunque molto importante, onde evitare insuccessi, seguire le indicazioni che sono state qui sopra riportate e montare i pezzi con gli orientamenti visibili nella fotografia.

Fig. 2 - Fotografia del convertitore visto dal disotto. Gli stadi a RF sono a sinistra. All'estrema destra si nota lo zoccolo della valvola oscillatrice-moltiplicatrice e lo zoccolo portacristallo.

Fig. 1 - Schema del convertitore. L_1 = 108 MHz, 4 spire filo ∅ 1,3 mm bobina ∅ 10 mm con presa al centro; 144 MHz, 5 spire su ∅ 6,35 mm, come sopra; L_2 = 108 MHz, 20 spire filo ∅ 0,5 mm su ∅ 6,35 mm, spaziatura tra le spire 0,5 mm; 144 MHz, 15 spire, come sopra; L_3 = 108 MHz, 6 spire filo ∅ 1,3 mm bobina ∅ 10 mm; 144 MHz, 4 spire, come sopra; L_4 = 108 MHz, 5 spire filo ∅ 1,3 mm bobina ∅ 10 mm; 144 MHz, 4 spire, come sopra; L_5 = 108 MHz, come L_4 ma con 4 spire; 144 MHz, come sopra; L_6 = 1 spira, vedi testo; L_7 = 7 MHz, 80 spire filo ∅ 0,32 mm supporto 10 mm con nucleo di ferro; 14 MHz, come sopra ma 32 spire; 27-28 MHz, come sopra ma 15 spire; 30,5 MHz, come sopra ma 12 spire; L_8 = 9 spire filo ∅ 0,5 mm supporto 10 mm con nucleo di ferro; L_9 = 72 ÷ 110 MHz, 5 spire filo ∅ 0,8 mm bobina ∅ 12,5 mm; 82 ÷ 122 MHz, come sopra ma 4 spire; 100 ÷ 140 MHz, come sopra ma 3 spire; L_{10} = 2 spire, vedi testo.
RFC_1 - RFC_2 = 1 MΩ, ½ W sulla quale è stato avvolto filo di rame smaltato da 0,25 mm.
RFC_3 - RFC_4 = 6 spire filo ∅ 0,6 mm smaltato avvolte su una resistenza da 1 MΩ, ½ W.

3. - REGOLAZIONE.

È richiesta un'alimentazione per i filamenti di 6.3 V-1.5 A e per l'anodica di 150 V-60 mA. Quest'ultima tensione è preferibile sia stabilizzata ma non deve superare i 150 V, limite superiore previsto dal costruttore per la 417 A.

La prima regolazione a farsi sarà sullo stadio oscillatore-moltiplicatore. Questa regolazione è facilmente eseguibile con l'ausilio di un ondametro ad assorbimento. Con un grid-dip meter si tolga l'anodica dallo stadio oscillatore e con lo strumento regolato per la frequenza del cristallo lo si accoppi al circuito oscillante e si regoli il nucleo di L_9 per la massima indicazione. Ripetere quanto sopra per C_6 e L_9 con l'ondametro regolato per l'appropriata armonica della frequenza del cristallo.

(*) MASON P. SOUTHWORTH, A Low-Noise 108/144-Mc. Converter, *QST*, novembre 1956, 40, 11, pag. 11.

Nessun inconveniente verrà notato nella regolazione di questi stadi se il cristallo sarà di buona qualità, il cablaggio corretto e i fili nel moltiplicatore tenuti ragionevolmente corti.

A questo punto si può provare a ricevere qualche segnale. Collegare l'uscita del convertitore mediante un cavo coassiale da 50-70 ohm all'antenna del ricevitore che servirà per la seconda conversione.

Un generatore a 108-144 MHz sarebbe molto utile ma in mancanza di questo ci si potrà servire dei segnali in arrivo. Iniziare con C_1 al massimo della capacità e C_3-C_5 e L_7 a circa metà del loro valore. Quando si sente un segnale regolare C_3-C_5 e L_7 per il massimo C_3 avrà una sintonia molto acuta mentre quella di C_5 sarà molto piatta. Il convertitore a questo punto dovrebbe funzionare a dovere se le dimensioni delle bobine sono quelle prescritte.

Se i circuiti menzionati più sopra non sono accordabili si può capire se le induttanze hanno valore troppo alto oppure troppo basso usando un nucleo di ferro e uno di ottone. Se si ricevono segnali quando viene inserito nella bobina il nucleo di ferro occorre aggiungere un'altra spira o due alla bobina in questione. Occorre invece togliere spire se si ottiene la risonanza introducendo nella bobina il nucleo di ottone.

In caso di auto-oscillazioni nel primo stadio si può spesso ovviare a questo inconveniente usando un condensatore di catodo di maggior capacità oppure togliendo qualche spira alla bobina di neutralizzazione L_2. Se tutto sembra funzionare regolarmente il convertitore è pronto per la regolazione finale. Il solo modo di eseguire quest'ultima regolazione è l'uso di un generatore di rumore. I primi componenti da regolare sono C_1 - L_1 e L_2. La regolazione di L_3 non è critica ed i rimanenti circuiti compresi l'oscillatore ed il moltiplicatore vengono semplicemente accordati per il massimo segnale o la massima uscita di rumore.

Usando il generatore di rumore regolare la spaziatura delle spire di L_1 e nello stesso tempo regolare C_1, entrambi per il più basso fattore di rumore. È consigliabile, eventualmente, spostare anche la presa su L_1. Quando il circuito d'entrata funziona in modo soddisfacente cercare con un nucleo di ferro e uno di ottone di ottenere un'ottima neutralizzazione con L_2.

È importante ricordare che queste regolazioni servono non per ottenere il massimo guadagno ma per il minor fattore di rumore.

Ottenuto un funzionamento soddisfacente di questo stadio si può montare lo schermo che tiene separata la convertitrice dagli altri stadi e passare quindi a regolare C_3 - C_5 - L_7 - L_8 e C_6.

A questo punto il convertitore è pronto per l'uso.

(Giuseppe Moroni)

L'antenna nelle ricezioni TV.

Il notevole incremento dei telespettatori, e quindi dei televisori prodotti e venduti, verificatosi in questi ultimi tempi in Italia, a causa dell'estensione del servizio TV a molte regioni e località che prima ne erano prive, ci ha riproposto l'opportunità di riprendere il problema dell'antenna TV.

Tale questione era stata invero già trattata in parecchie riprese negli scorsi anni su *l'antenna*, sia in sede di funzionamento elettrico dell'antenna stessa che in sede applicativa nella pratica delle telericezioni.

Dato però il tempo passato, e l'inevitabile evoluzione di questa tecnica, riteniamo utile per i nostri lettori ritornare sull'argomento dell'importanza dell'antenna in una buona ricezione TV.

Nel pubblico profano e purtroppo, anche in molti tecnici del commercio radio-TV, il problema dell'impianto d'antenna e la sua influenza sulla qualità della ricezione, è completamente sottovalutato se non addirittura trascurato.

Si contano ormai a migliaia e migliaia i casi di ricezione radicalmente mutate in meglio da una buona antenna, razionalmente installata.

Si vanno inoltre facendo sempre più numerosi i casi di antenne installate già da qualche anno e divenute inefficienti a causa delle alterazioni e corrosioni dei metalli (alluminio, ferro e rame) esposti all'azione dell'atmosfera cittadina o del salino del mare. In questi casi la degradazione della ricezione si verifica via via lentamente e solo quando la qualità diviene intollerabile per l'insufficienza di contrasto o di volume sonoro e la presenza di « neve » abbondante, si incomincia ad indagare se l'inconveniente è dovuto all'apparecchio od all'antenna.

Nel 90 % dei casi l'inconveniente deriva dall'impianto d'anten a deteriorato, che va riveduto o rifatto completamente talvolta, con notevole dispendio e seccature.

Tutto ciò rientra nella sottovalutazione poc'anzi accennata delle qualità e pregi di una determinata antenna nei confronti di altre offerte a prezzi inferiori da costruttori poco scrupolosi.

Nell'impianto di un'antenna ricevente TV si devono pertanto tenere presente, oltre alle varie importanti caratteristiche elettriche delle quali accenneremo più innanzi, anche le caratteristiche meccaniche di robustezza e resistenza all'azione corrosiva dell'atmosfera.

L'esperienza pratica di alcuni anni di trasmissioni televisive in Italia ha confermato in pieno quanto sopra, e va tenuto quindi ben presente negli impianti di nuova installazione ove la TV sta ora diffondendosi.

Un'antenna di qualità scadente, a basso prezzo, può magnificamente comportarsi dal lato meccanico e di resistenza nei primi mesi dell'installazione: però a scadenza più o meno breve ci si troverà di fronte alla necessità della sua sostituzione.

Esaurita questa digressione sulle caratteristiche di resistenza fisico-meccanica dell'antenna TV, passiamo ad esaminare i principali requisiti elettrici ai fini dell'ottenimento della migliore ricezione.

È noto che un'antenna si compone di un « *dipolo* » accordato sulla frequenza del canale TV da ricevere con l'aggiunta di elementi passivi elettricamente risuonanti, in numero tale da ottenersi le desiderate caratteristiche.

Tali elementi passivi sono costituiti da un « *riflettore* » e da un certo numero di « *direttori* »: le loro dimensioni e le loro reciproche distanze dal *dipolo* principale determinano le seguenti caratteristiche, strettamente legate tra loro:

a) *Guadagno.* È ormai consuetudine pratica distinguere tre diversi valori di guadagno in un'antenna: quello (anteriore) nella direzione di provenienza dell'emissione, quello nella direzione opposta (posteriore) e quello nelle due direzioni simmetriche a 90° (laterale). Inoltre mentre il guadagno « anteriore » o « frontale » viene espresso in un certo numero di decibel (dB) in raffronto con la tensione o potenza fornita da un semplice dipolo isolato, i guadagni « posteriore » (reiezione) e « laterale » vengono di preferenza espressi rapportandoli al predetto guadagno « frontale ».

Si ha così quel rapporto che con barbara traduzione straniera si chiama talvolta « avanti-indietro » o con dizione più appropriata « antero-posteriore ». Più elevato è tale rapporto, tanto minore è il guadagno « posteriore », ciò significa che l'antenna possiede un elevato potere di « reiezione » delle onde riflesse provenienti dalla direzione opposta a quella delle onde dirette.

La stessa cosa può dirsi pel rapporto « antero-laterale »: più elevato è tale rapporto e meno sono percepite dall'antenna le onde riflesse di provenienza laterale.

In un'antenna TV, il massimo guadagno frontale non coincide mai col massimo rapporto « antero-posteriore ».

Ne nasce quindi una necessità di selezione fra queste due caratteristiche funzionali: se vi sono da temere onde riflesse occorrerà scegliere una antenna con massimo rapporto « antero-posteriore » (avanti-indietro), ma se interessa il massimo guadagno possibile e non si temono onde riflesse (caso frequentissimo di ricezioni in località marginali isolate con edifici bassi) allora il massimo rapporto « antero-posteriore » non ha più alcuna importanza anzi comporta una diminuzione della sensibilità massima dell'antenna.

Qualche accorto costruttore produce antenne già predisposte per ottenere facilmente a volontà le due massime caratteristiche suaccennate. In genere però ogni costruttore denuncia su quale dei due massimi sono predisposte le antenne di propria produzione, e fornisce per ogni tipo di antenna il rispettivo guadagno in dB.

Occorre essere molto cauti nel valutare, in unione all'intero impianto ricevente (antenna + linea + televisore), il guadagno in dB fornito dai listini dei venditori di antenna.

Tale valore si riferisce evidentemente alla conformazione di quel determinato tipo di antenna (numero di elementi e loro spaziatura) e *sottintende* un certo valore di impedenza ai morsetti del dipolo principale. Se tale valore di impedenza non corrisponde esattamente a quello della linea di trasmissione utilizzata per collegare l'antenna al televisore, (se si verifica cioè una condizione di disadattamento) il guadagno teorico attribuito all'antenna è da considerarsi del tutto *illusorio*. L'energia ad alta frequenza captata dall'antenna non può regolarmente defluire nella linea di trasmissione ed il guadagno *reale* dell'impianto d'antenna si può ridurre a valori desolatamente esegui.

È questo un particolare importantissimo da tenere ben presente in ogni impianto d'antenna ed abbiamo ragioni da ritenere che un gran numero di antenne poste oggi sul mercato a basso prezzo, da costruttori poco scrupolosi o scarsamente edotti dal lato tecnico circa l'*effettivo* valore dell'impedenza di un'antenna ai morsetti di utilizzazione, non possiede il valore denunciato.

b) *Impedenza.* Questa caratteristica estremamente importante, che rappresenta uno degli elementi più complessi nel calcolo di un'antenna, dipende essenzialmente dal numero, dalle dimensioni fisiche e dalla reciproca distanza dei vari elementi risuonanti elettricamente componenti l'antenna.

In linea teorica di calcolo il valore dell'impedenza è costituito da una parte *reale* e da una parte *immaginaria*.

A seconda che prevalgono delle componenti induttive o capacitive si avrà in generale una *reattanza induttiva* od una *reattanza capacitativa* entro la banda di frequenze nella quale è chiamata a funzionare l'antenna.

Per una determinata frequenza di risonanza però dovrebbero scomparire le componenti reattive.

In un'antenna ben calcolata il predetto valore ohmico dell'impedenza dovrebbe generalmente verificarsi per una frequenza di circa 2 MHz più elevata della portante video.

La misura di tali caratteristiche (operazione molto delicata) viene effettuata con adatti e costosi ponti di impedenza i cui valori rilevati vanno riportati su uno speciale diagramma detto di Smith in curve che comprendono tutte le componenti reattive sopraenunciate.

Il voluto valore d'impedenza di un'antenna si ottiene in sede di progetto e di costruzione con un opportuno dimensionamento e conformazione del dipolo principale. Ciò spiega la ragione del particolare aspetto di certi dipoli di antenne ben progettate (talvolta composti di 3 o 4 conduttori di differente diametro), in contrasto con la semplice forma dell'ormai familiare *dipolo ripiegato*.

È bene ricordare, a questo proposito che il noto valore prossimo ai 300 ohm del classico dipolo ripiegato lo si ha col dipolo stesso considerato isolato. La presenza degli elementi passivi, (direttori e riflettore), modifica sensibilmente il valore anzidetto di 300 ohm riducendolo in certi casi anche dell'ordine di qualche ohm. E poichè la perdita di guadagno per disadattamento può ritenersi in prima approssimazione proporzionale al rapporto fra le impedenze affacciate (ad esempio fra 300 ohm della linea e 10 ohm dell'antenna, pari a circa 30) è facile rendersi conto della perdita di sensibilità di un'antenna per la sua errata impedenza.

La questione poi si complica se si considerano le variazioni dell'impedenza dell'antenna entro la gamma di frequenze del canale TV utilizzato.

Tali variazioni che si verificano in più od in meno attorno ad un determinato valore provocano delle corrispondenti variazione nella curva di risposta video del televisore con evidente pregiudizio della qualità dell'immagine ricevuta.

Per concludere questa sommaria disamina dell'importanza del valore d'impedenza ai morsetti di un'antenna, ricorderò che in condizioni di disadattamento, si verifica lungo la linea di trasmissione incorrettamente terminata, il fenomeno delle onde stazionarie, che riallacciandosi all'accennato fenomeno delle variazioni d'impedenza lungo la banda delle video frequenze, dà luogo nel televisore alla formazione di immagini multiple disturbanti la ricezione.

Da quanto precede, appare quindi l'estrema importanza dell'effettivo valore dell'impedenza di un'antenna TV, caratteristica questa, troppo sovente non sufficientemente valutata da chi costruisce e da chi usa l'antenna.

c) *Larghezza di banda.* Altra importante caratteristica strettamente legata alle due precedenti. È noto infatti che aumentando il guadagno di un'antenna, l'impedenza e la larghezza della banda passante decrescono. Con opportuni criteri di progetto e costruzione è però possibile ottenere un buon compromesso fra larghezza di banda e guadagno.

Infatti la larghezza della banda passante in un dipolo risuonante elettricamente è in dipendenza delle dimensioni fisiche dal conduttore costituente il dipolo.

Maggiore è il diametro del conduttore principale del dipolo, e più ampia è la banda passante. Ciò spiega perchè qualche antenna del commercio realizzata con criteri scientifici e razionali è provvista di dipolo con tubi di diametro insolitamente grande (ad es. 25 mm anzichè 12 come nella produzione corrente).

Una buona antenna deve permettere il passaggio di una banda di frequenza di almeno 8 ÷ 10 MHz in modo che il « canale » di trasmissione sia interamente rispe tato. Se la banda fosse insufficiente (ad es. 4 o 5 MHz) ne verrebbero attenuate le frequenze estreme, e principalmente la portante « audio » con pregiudizio del suono nel televisore. Purtroppo molte antenne oggi in commercio si trovano in tali condizioni, particolarmente quelle costruite con elementi in tubo di piccolo diametro.

Tali antenne, se usate in aree marginali a campo debole, possono anche escludere totalmente il suono, con un'immagine di qualità scadente.

È tale l'importanza del diametro del conduttore, nella larghezza di banda delle antenne, che negli U.S.A. ove si vanno lentamente diffondendo le ricezioni di TV a colori, le antenne per tali ricezioni, che non consentono alcun sacrificio della banda passante, per uno squilibrio cromatico dell'immagine, devono possedere un diametro minimo dei conduttori del dipolo di 1 pollice (25,4 mm.).

L'installazione delle antenne.

È un argomento molto delicato anche esso troppo spesso sottovalutato.

Molti, troppi installatori, non si rendono conto delle precauzioni e delle cure richieste da un razionale ed efficiente impianto d'antenna. Per lo più si sceglie l'antenna di prezzo minimo, realizzando una discesa in piattino bifilare 300 ohm pure a prezzo minimo, inchiodata a contatto od a brevissima distanza dal muro dell'edificio.

Sono note le norme fondamentali di impiego delle linee di trasmissione e non starò qui a ricordarle.

Desidero solo accennare ad alcuni argomenti di particolare importanza:

1) L'economia è la maggior nemica di un impianto d'antenna. L'antenna e la linea di discesa in piattina, se di qualità scadente si deteriorano rapidamente e nel giro di un anno circa l'impianto è da rifare.

2) L'uso di una linea di discesa in cavo coassiale è nettamente consigliabile nelle località ove vi è un campo superiore ai 1000 microvolt/metro.

Naturalmente sarà necessario che l'antenna sia provvista ai suoi terminali di un adatto trasformatore-sbilanciatore onde raccordarsi all'impedenza del cavo (75 ohm generalmente). Il cavo coassiale non può collegarsi direttamente ai morsetti di una antenna di tipo corrente, perchè i conduttori del cavo stesso posseggono una differente capacità verso massa e sono quindi dissimetrici r entre il dipolo presenta una terminazione simmetrica con centro a massa.

Naturalmente, all'estremità del cavo coassiale presso il televisore, occorrerà predisporre un altro trasformatore simmetrizzatore onde riportare l'impedenza della linea al valore di quella del televisore. Alcuni tipi di televisori sono però provvisti di una entrata dissimetrica a 75 ohm.

3) Una buona antenna, bene installata può normalmente alimentare 3 o 4 televisori senza bisogno di « booster » in località con campo intorno ai 3000 ÷ 5000 microvolt. Se le varie derivazioni della linea di discesa sono realizzate razionalmente non si noteranno nè anormali attenuazioni nè riflessioni per disadattamento.

4) Tenere sempre presente che l'efficienza di una ricezione TV non è dovuta solo al televisore usato ma anche, in parte non indifferente, all'impianto di antenna.

Antenne interne.

L'antenna interna è da considerarsi del tutto occasionale e temporanea a causa della inevitabile presenza di numerose onde riflesse dalle pareti dell'ambiente. Essa è pertanto da sconsigliarsi nel modo più assoluto in un razionale ed efficace impianto di ricezione TV.

A. Banfi

Adattamenti d'antenna.

Desidererei la spiegazione di un fenomeno: nei miei montaggi di antenne TV uso dei traslatori per riduzioni antenna-cavo 300-62; ed uso cavo da 75 ohm. Su tutto il quadro del monoscopio mi appare una leggera riflessione.

Pensando che sia la differenza di adattamento del cavo, ho fatto un esperimento con due antenne allo stesso posto, una con piattina e l'altra con cavo e, mentre la prima mi dava un quadro nitido, l'altra quella piccola riflessione.

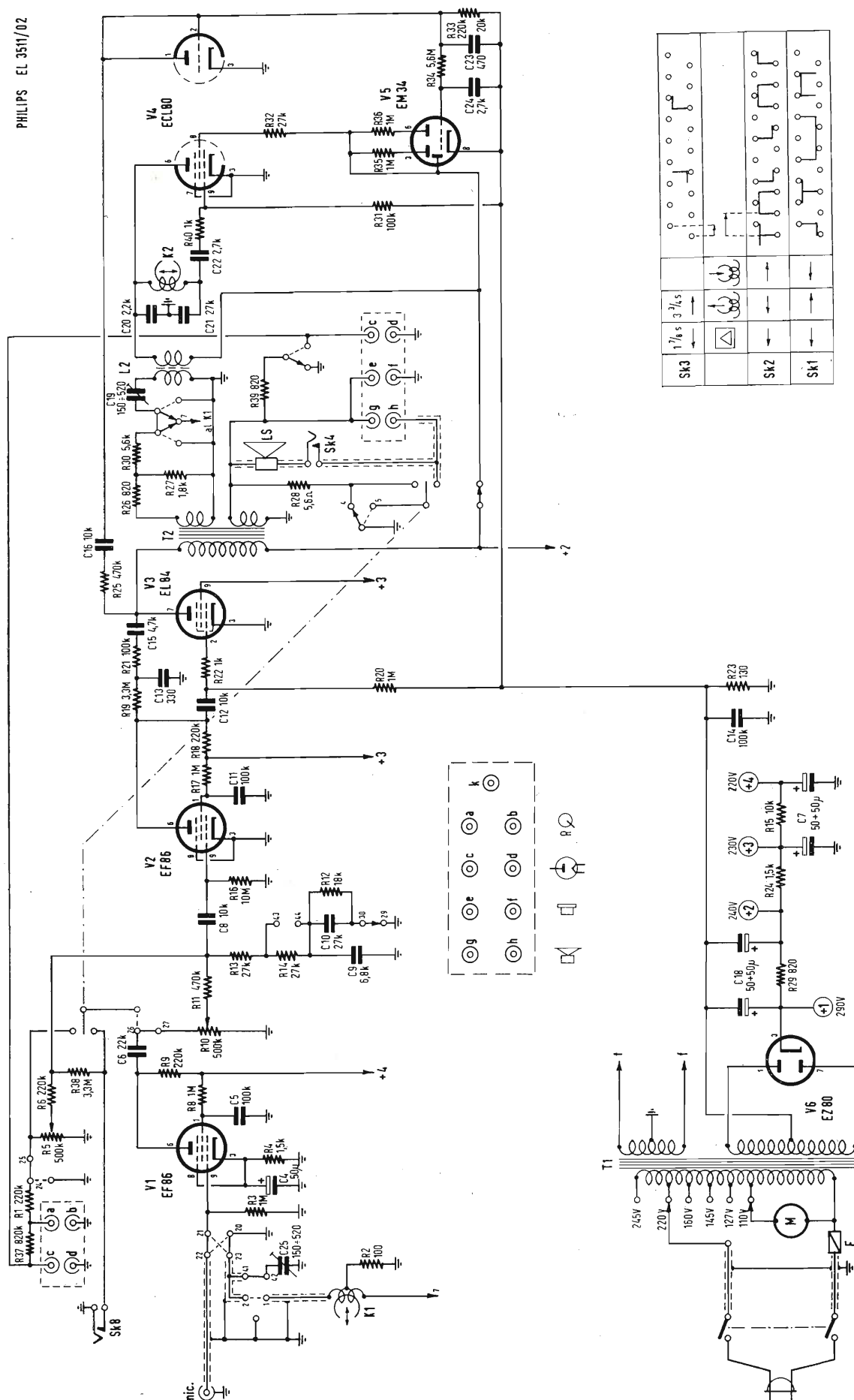
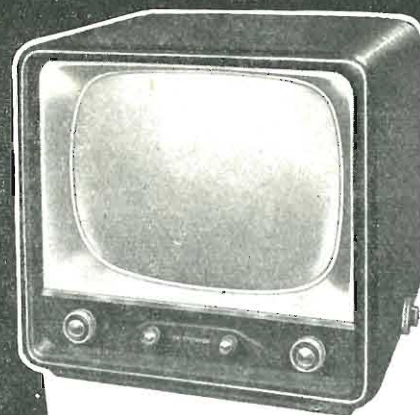
Vorrei sapere qualcosa in merito a questo fenomeno capitatomi in diverse parti ed anche il perchè della fabbricazione di due diversi tipi di cavo uno a 62 e l'altro a 75 ohm.

Effettivamente, da quanto Ella descrive, esiste un certo disadattamento nel raccordo dell'antenna al ricevitore.

Può darsi che tale inconveniente dipenda dal fatto di usare cavo da 75 ohm anzichè da 62 ohm come richiederebbe il suo traslatore. Tenga presente a questo proposito che esistono ottimi traslatori di produzione italiana da 300 a 75 ohm mentre tutti quelli di produzione tedesca sono da 300/62 ohm.

Può anche darsi però che le riflessioni sull'immagine provengano da un cattivo adattamento fra cavo coassiale e ricevitore. Se il suo ricevitore possiede due ingressi d'antenna, per 300 e per 75 ohm, colleghi il cavo a quest'ultimo ingresso; se ha soltanto l'ingresso a 300 ohm, occorrerà impiegare un secondo traslatore, in salita, 75/300 ohm.

Inoltre, per sopprimere eventuali riflessioni residue, sarà opportuno collegare ai morsetti d'antenna del televisore (in parallelo alla linea di trasmissione) uno « stub » lungo 1/4 d'onda moltiplicato per 0,75, cortocircuitato all'altra estremità. *(A. Ba.)*

PHILIPS EL 3511/02

SCHEMA ELETTRICO DEL MAGNETOFONO PHILIPS, TIPO EL 3511/02

GELOSO

NUOVA LINEA ESTETICA

Moderna
Gradevole
Razionale

RADIORICEVITORI

PER MODULAZIONE D'AMPIEZZA
E
PER MODULAZIONE D'AMPIEZZA E DI FREQUENZA

G 315 - G 325 - G 350 - G 360 - G 365

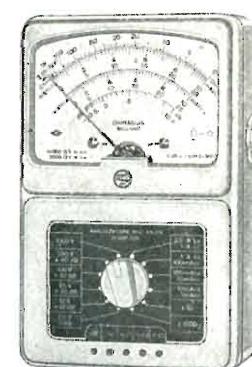
RICHIEDERE ILLUSTRAZIONI E DATI

Geloso

GELOSO • VIALE BRENTA, 29 • MILANO 808

ANALIZZATORE Mod. AN-28
sensibilità 5000 Ω V

Dimensioni mm. 150 x 95 x 50

ANALIZZATORE Mod. AN-119
sensibilità 10.000 Ω V

Dimensioni mm. 150 x 95 x 50

ANALIZZATORE Mod. AN-138
sensibilità 20.000 Ω V

Dimensioni mm. 150 x 95 x 50

MICROTESTER 22
con signal tracer

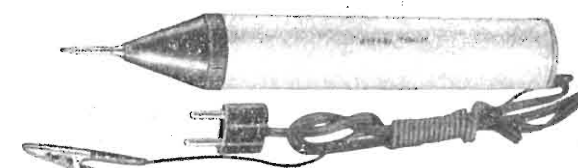
Dimensioni mm. 123 x 95 x 45

MICROTESTER Mod. 22
sensibilità 5000 Ω V

Dimensioni mm. 95 x 84 x 45

ANALIZZATORE ELETTRONICO
Mod. ANE - 102

Dimensioni mm. 140 x 115 x 63

PUNTALE
SIGNAL TRACER

Dimensioni diametro mm. 30 - Lunghezza mm. 180

PROVAVALVOLE
Mod. 560

Dimensioni mm. 245 x 305 x 115

KILOVOLTMETRO A PUNTALE Mod. KV/25
TV per misure fino a **25.000 V**

Dimensioni diametro mm. 65 - Lunghezza totale mm. 250

ELETTROCOSTRUZIONI CHINAGLIA

BELLUNO - Via Col di Lana, 36 - Tel. 4102
MILANO - Via Cosimo del Fante, 14 - Tel. 383371

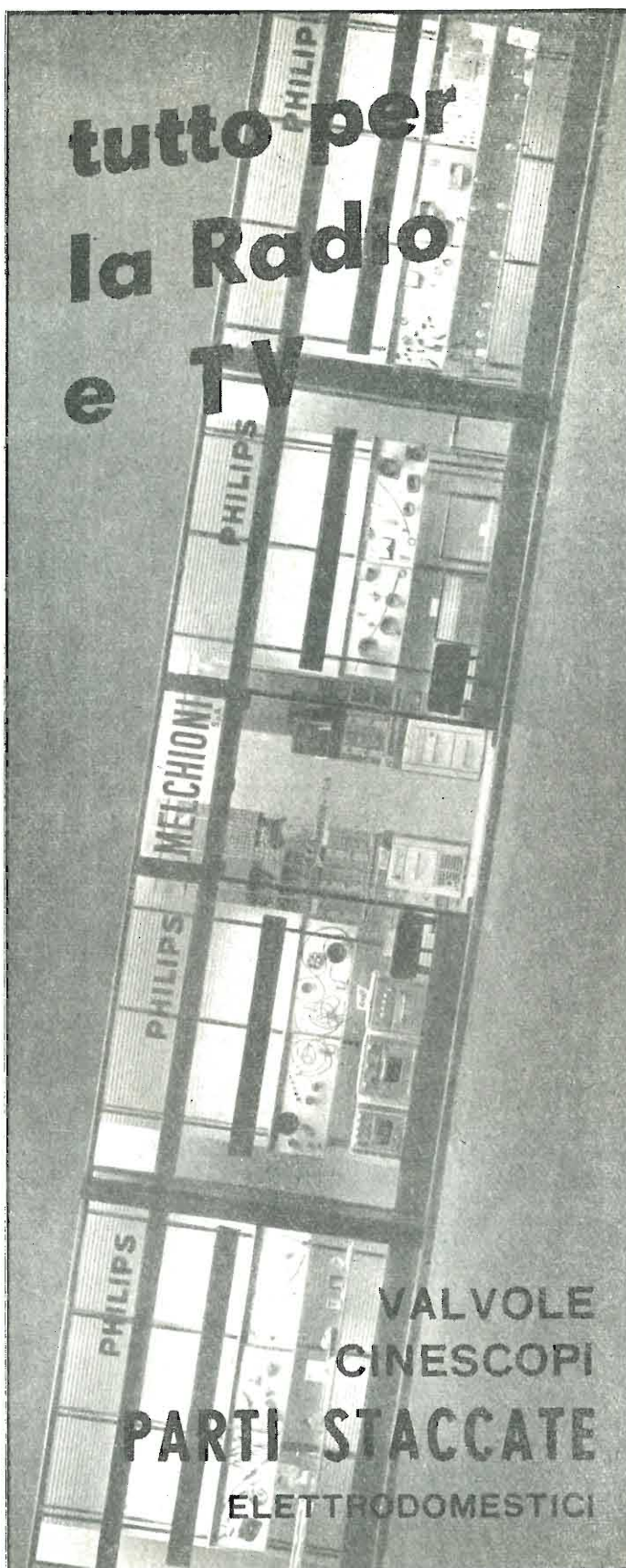
ARTI

Attività
Rappresentanze
Tecniche
Industriali

VIA EDOLO 27 - MILANO - TEL. 683718

Stabilizzatori di tensione "TELM" per tutte le applicazioni

- Tensione alimentazione: universale
- Tensione d'uscita: 115-220 V con stabilità dell'1,5 % rispetto al ± 20 % della tensione d'alimentazione e dell'1 % per variazione dell'1 % della frequenza di alimentazione.
- Forma d'onda: corretta
- Frequenza: 50 Hz
- Potenza: 200 - 250 - 300 - 350 V A
- Rendimento: 85 % circa
- Fattore di potenza: 0,85
- Temperatura a vuoto e a pieno carico secondo norme C.E.I.
- Flusso disperso: alla distanza minima di 50 ÷ 60 cm. non ha più nessuna influenza sugli apparecchi alimentati.
- Funzionamento: anche a vuoto senza pericoli di guasti.
- Garanzia: anni uno.
- Costruzione di stabilizzatori automatici di tensione a ferro saturo della potenza da 10 a 3.000 V A per usi industriali.

TV

cinescopi · valvole · parti staccate

La serie dei cinescopi Philips copre tutta la gamma dei tipi più richiesti: da quelli per proiezione a quelli a visione diretta con angolo di deflessione di 70° o di 90°, con o senza schermo metallizzato, con focalizzazione magnetica o elettrostatica ecc.

Tra le valvole e i raddrizzatori al germanio Philips si ritrovano tutti i tipi richiesti dalla moderna tecnica costruttiva TV.

Nella serie di parti staccate sono comprese tutte le parti essenziali e più delicate dalle quali in gran parte dipende la qualità e la sicurezza di funzionamento dei televisori: selettori di programmi con amplificatore a.f. "cascode", trasformatori di uscita di riga e di quadro, unità di deflessione e focalizzazione sia per 70° che per 90°.

televisione

La **RADIO CORPORATION OF AMERICA**

per la televisione di oggi e di domani

GENERATORE DI BARRE COLORATE WR 61A PER TV A COLORI

"SENIOR VOLTOHMYST„ WV 98 A ANALIZZATORE ELETTRONICO PRECISIONE DI MISURA ± 3%

OSCILLOGRAFO WO 91 A A LARGA BANDA

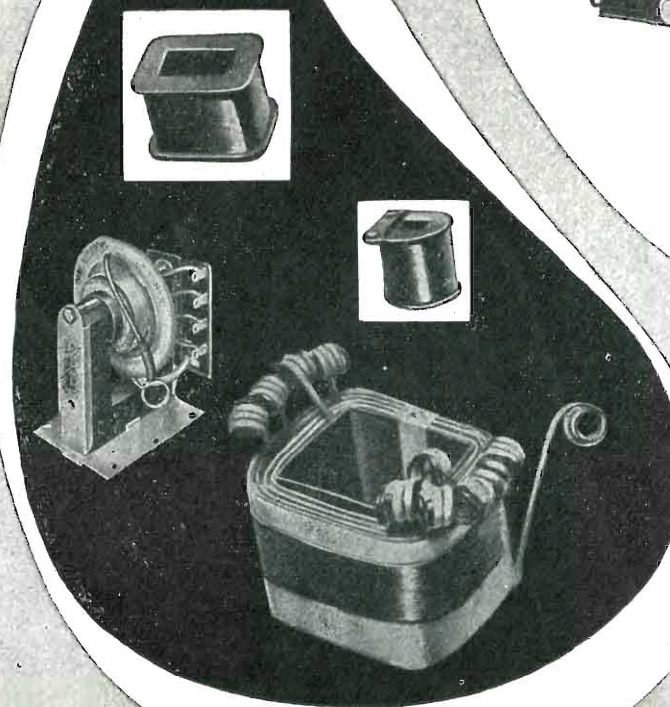
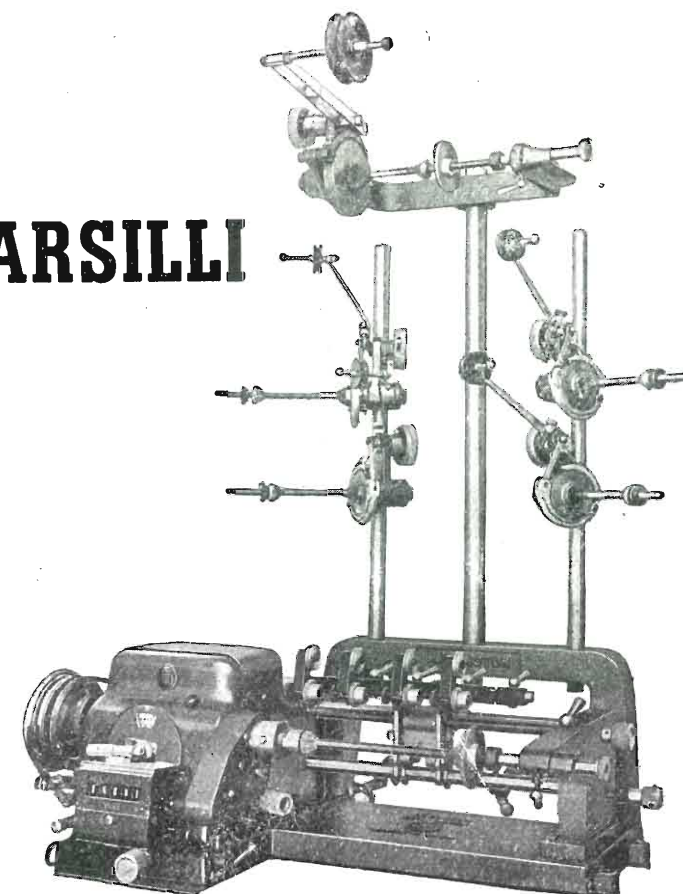
GENERATORE SWEEP WR 86 A PER UHF - DA 300 A 950 MHz

CONSEGNE PRONTE

Rappresentante esclusiva per l'Italia:

MILANO - Via Visconti di Modrone, 21 - Telefoni 709.536 - 792.791

BOBINATRICI MARSILLI

LE MACCHINE PIÙ MODERNE PER QUALSIASI TIPO DI AVVOLGIMENTO

PRODUZIONE DI 20 MODELLI DIVERSI DI MACCHINE CON ESPORTAZIONE IN TUTTO IL MONDO

ANGELO MARSILLI - VIA RUBIANA, 11 - TORINO - TELEFONO 73.827

Un notevole successo è in corso per il nuovo libro:

M. PERSONALI

RADIO E TELEVISIONE con tubi elettronici

di pagg. XVI - 316 - Form. 15,5 x 21,5 con 379 figure

In brossura L. 2.700
Legato in tela con impressioni in oro L. 3.000

Editrice IL ROSTRO - MILANO - Via Senato, 28

ORGAL RADIO

MILANO - VIALE MONTENERO, 62 - TELEFONO 585.494

Mod. FM 563-RF

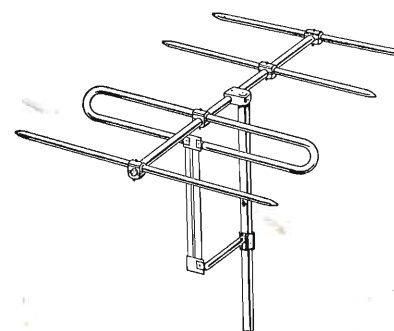
Mod. FM 563

I SUDDETTI APPARECCHI SONO VENDUTI ANCHE COME SCATOLE DI MONTAGGIO

VASTO ASSORTIMENTO DI TUTTE LE PARTI STACCATE

RACCA Via Rondaccio, 22 - Tel. 2386 - VERCELLI

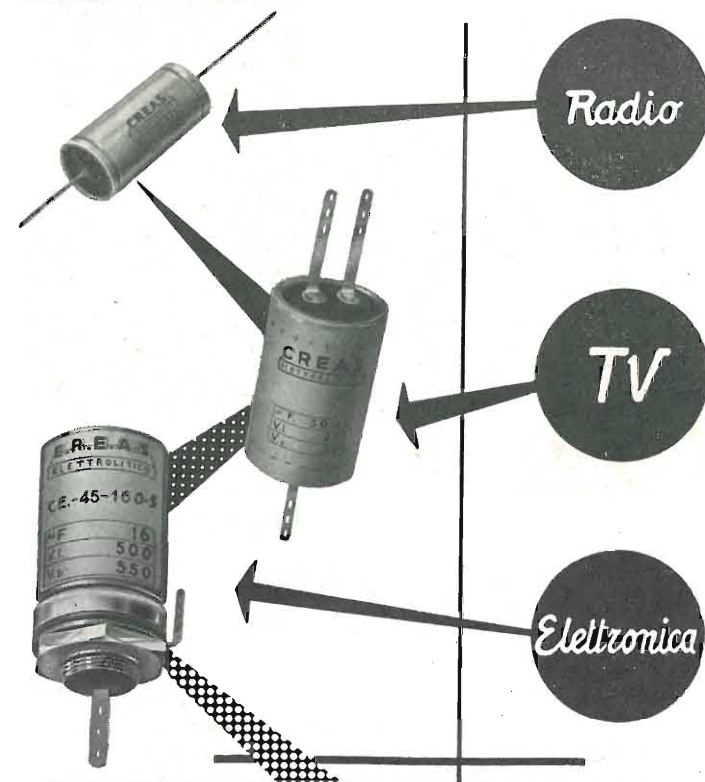
ANTENNE TV ED MF

IMPIANTI SINGOLI E COLLETTIVI

Antenne per TV di massimo guadagno, perfetti in adattamento e taratura, montaggio rapido e sicuro.

Antenne con rivestimento in materia plastica con ossidazione anodica.

Tutti gli accessori per impianti.

Cercansi rappresentanti per zone libere

C.R.E.A.S. CONDENSATORI — CONDENSATORI ELETTRICI PER:

MILANO - VIA PANTIGLIATE, 5 - TEL. 457.175 - 457.176

LA RADIOTECNICA

di Mario Festa

Valvole per industrie elettroniche
Valvole per industrie in genere
Deposito Radio e Televisori Marelli

•

Valvole per usi industriali a pronta consegna

•

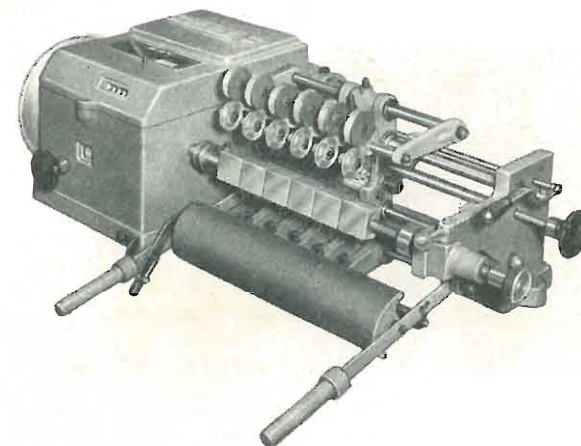
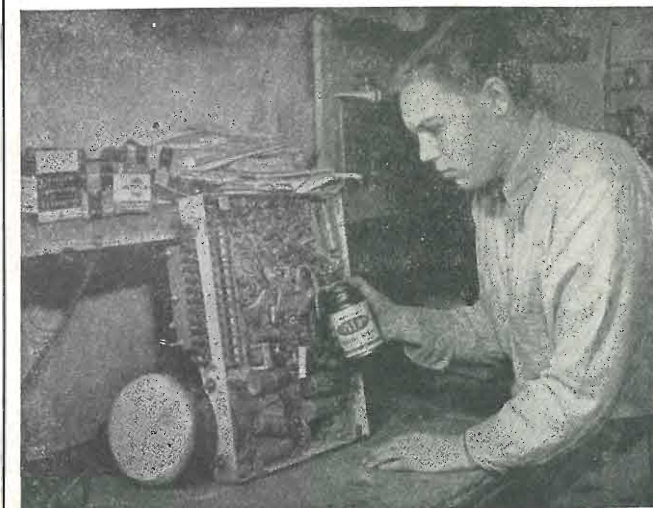
- MILANO -
Via Napo Torriani, 3
Tel. 661.880 - 667.992

TRAM 2 - 7 - 16 - 20 - 28 (vicino alla Stazione Centrale)

R. M. T.

VIA PLANA, 5 - **TORINO** - TELEF. 885.163

BOBINATRICE tipo UW / 330 - T

Per fili da mm. 0,06 a mm. 0,8 - diam. max. d'avv. mm. 120 x 330 di lunghezza - per il bobinaggio multiplo di più bobine contemporaneamente

Riduce i vostri tempi di lavorazione - Garanzia assoluta di massima precisione nella produzione - Semplicità di manovra - Alte velocità di lavorazione - Otterrete un miglior prodotto

KRYLON INC. PHILADELPHIA, U. S. A.

Il KRYLON TV, applicato con lo spruzzatore a tutte le connessioni di Alta Tensione (bobine, zoccoli, isolanti del raddrizzatore, trasformatore, ecc.), previene l'effetto **corona,** frequente causa di **rigature** e **sfioccamenti** sullo schermo TV. L'applicazione del KRYLON TV elimina pure la formazione di **archi oscuri** causati dall'umidità.

Assicurate il massimo rendimento e più lunga durata agli impianti televisivi con soluzione acrilica *KRYLON TV*

Concessionario di vendita per l'Italia:
R. G. R.
CORSO ITALIA, 35 - **MILANO** - TELEF. 30.580

Oscillatore Panoramico per T.V. mod. 305/S

(SWEEP - MARKER)

MILANO, Via G. Jan 5, Tel. 221.617

CARATTERISTICHE

Gamme di frequenza: 225 ÷ 160 MHz. in fondamentale; 120-60 MHz e 60-0 nHz per battimento. Le frequenze corrispondenti alle tre gamme sono indicate direttamente su tre apposite scale ove sono chiaramente indicati gli otto canali T. V.

Sistema di esplorazione: *(sweep)* Il sistema di esplorazione è completamente elettronico. La frequenza di ripetizione è quella di rete e l'entità dell'esplorazione può essere regolata con continuità da zero a 20 MHz.

Tensione di uscita: 0,3 volt su 75 Ω per la prima gamma e 0,1 volt su 75 Ω per le due gamme inferiori.

Attenuatore di uscita: Attenuazione continua della massima uscita fino a circa 120 db.

Segnali indicatori di frequenza: *(Marker)* Per le portanti video e per le portanti suono. Generazione dei marker all'interno dell'apparecchio e sovrapposti al segnale video senza alcuna deformazione. Taratura di frequenza garantita da oscillatore a quarzo.

TRIO SIMPLEX

NOVA

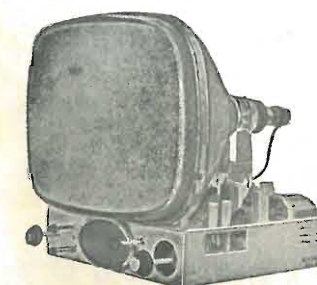
APPARECCHI DI COMUNICAZIONE AD ALTA VOCE

Novate Milanese - MILANO - Tel. 970.861/970.802

L'apparecchio TRIO SIMPLEX consente di eseguire un impianto con un apparecchio principale (L. 25.000) e uno, due, o tre apparecchi secondari. Questi ultimi possono essere o del tipo normale, quindi con risposta automatica SO (cad. 9.000) o del tipo riservato quindi con risposta a comando SO/B (cad. L. 10.300). La chiamata da parte del secondario è effettuata alla voce. Il trio Simplex combinazione è composto di due apparecchi (1 principale e 1 secondario) e di 15 metri di cavo. - Costa L. 34.000.
La Nova produce pure gli apparecchi TRIO K per l'esecuzione di impianti complessi e di chiamata persone. È fornitrice della Marina da guerra Italiana.

CHIEDETECI INFORMAZIONI - PROSPETTI - PREVENTIVI

APPARECCHIO SECONDARIO

APPARECCHIO PRINCIPALE

Astars di ENZO NICOLA

TELEVISORI PRODUZ. PROPRIA e delle migliori marche nazionali ed estere

Scatola montaggio ASTARS a 17 e 21 pollici con particolari PHILIPS E GELOSO
Gruppo a sei canali per le frequenze italiane di tipo « Sinto-sei »
Vernieri isolati in ceramica per tutte le applicazioni
Parti staccate per televisione - MF - trasmettitori, ecc.

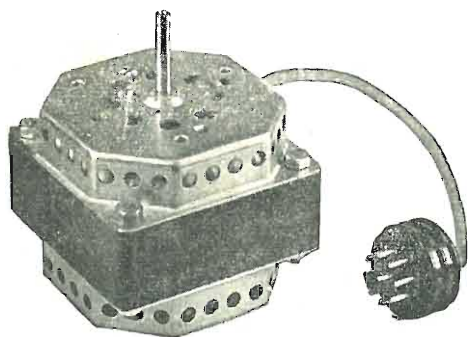
« Rappresentanza con deposito esclusivo per il Piemonte dei condensatori C.R.E.A.S. »

A/STARS TORINO Via Barbaroux, 9 - Telef. 49.974 49.507

PRIMARIA FABBRICA EUROPEA
DI SUPPORTI PER VALVOLE RADIOFONICHE

di G. GAMBA

ESPORTAZIONE IN TUTTA EUROPA ED IN U.S.A. - FORNITORE DELLA «PHILIPS»

Sede: MILANO - Via G. DEZZA, 47 - TELEF. 44.330-48.77.27
Stabilimenti: MILANO - Via G. DEZZA, 47 - BREMBILLA (Bergamo)

MOTORINI per REGISTRATORI a NASTRO
a 2 velocità

Modello 85/32/2V
4/2 Poli - 1400 - 2800 giri
Massa ruotante bilanciata dinamicamente
Assoluta silenziosità - Nessuna vibrazione
Potenza massima 42/45 W
Centratura compensata - Bronzine autolubrificate

ITELECTRA MILANO
VIA TEODOSIO, 96 - TELEFONO 23.70.28

TERZAGO TRANCIATURA S.p.A.
MILANO - Via Taormina 28 - Via Cufra 23 - Tel. 606020 - 600191

LAMELLE PER TRASFORMATORI DI QUALSIASI POTENZA E TIPO - CALOTTE E SERRAPACCHI PER TRASFORMATORI - LAVORI DI IMBOTTITURA

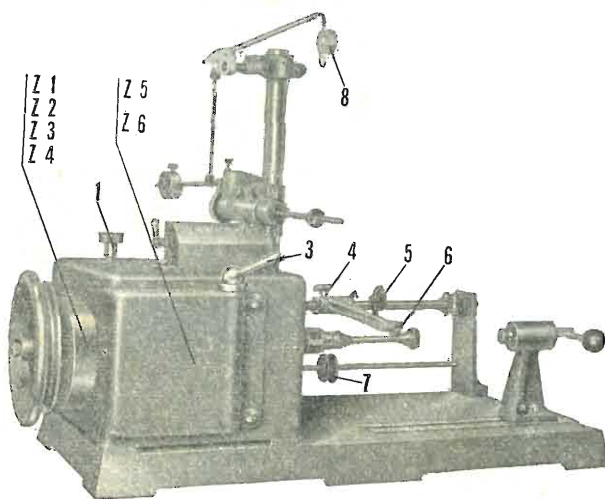
La Società è attrezzata con macchinario modernissimo per le lavorazioni speciali e di grande serie

Via Palestrina, 40 - MILANO - Tel. 270.888

Bobinatrici per avvolgimenti lineari e a nido d'ape

Ing. R. PARAVICINI S.R.L.

MILANO
Via Nerino, 8
Telefono 80.34.26

BOBINATRICI PER INDUSTRIA ELETTRICA

TIPO PV 7

Tipo **MP2A.** Automatica a spire parallele per fili da **0.06** a **1.40 mm**
Tipo **MP3** Automatica a spire parallele per fili da **0.05** a **2 mm**
Tipo **MP3M.4** o **M. 6** per bobinaggi **MULTIPLI**
Tipo **PV 4** Automatica a spire parallele e per fili fino **3 mm**
Tipo **PV 4M** Automatica per bobinaggi **MULTIPLI**
Tipo **PV 7** Automatica a spire incrociate - Altissima precisione - Differenza rapporti fino a **0.0003**
Tipo **AP 1** Semplice con riduttore - Da banco

PORTAROCCHE TIPI NUOVI
PER FILI **CAPILLARI** E **MEDI**

Autorizz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Ed. IL ROSTRO
CONCESSIONARIA PER LA DISTRIBUZIONE IN ITALIA S. T. E. - Via Conservatorio, 24 - MILANO - ARTI GRAFICHE E. MILLI - Viale Coni Zugna, 1

KODAVOX

il nastro magnetico

di costante uniformità di fabbricazione

L'uniformità di spessore dello strato di emulsione magnetica del Kodavox assicura una tale regolarità di audizione che le differenze di livello di lettura da un nastro all'altro non eccedono di ± 0,5 decibel.

Curva di risposta perfettamente uniforme da 20 a 16.000 Hz ± 2 db (19,05 cm/s).

Il livello di uscita, ottenuto senza distorsione, è particolarmente alto, ciò che permette una resa eccellente a tutti i livelli di registrazione.

Rumore di fondo inudibile. Effetto d'eco completamente abolito. Cancellazione perfetta.

Potete fidarvi: è materiale Kodak

Kodak S.p.A., via Vittor Pisani 16, Milano